P. DURANTON (F3 RJ/M)

émission d'amateur en mobile

ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

ÉMISSION D'AMATEUR EN MOBILE

Numérisé en Juillet 2025 par F1CJL , 300dpi

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage, est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

© 1975 - E.T.S.F.

P. DURANTON

ÉMISSION D'AMATEUR EN MOBILE

(3e édition)

1975

●

Diffusion :

AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION

43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Ouvrages du même auteur :

(Éditions Techniques et Scientifiques Françaises)

Emetteurs-récepteurs "walkies-talkies" (3e édition).

Construisez vous-même votre récepteur de trafic (3e édition).

Préambule

Principalement axé sur les équipements d'émission et de réception en « MOBILE », ce livre détaille les différents circuits qui les constituent. Seuls les montages transistorisés y seront étudiés ; de plus, une place de plus en plus large aux circuits intégrés et aux possibilités d'emploi de ces fonctions modernes par les amateurs, s'y trouvera réservée.

Nous avons voulu rendre facilement accessible aux débutants comme aux amateurs déjà chevronnés, la conception des schémas, le calcul de leurs éléments, la mise au point des matériels et ceci dans le but d'assurer un maximum de satisfaction à tous ceux qui feront l'amitié de nous faire confiance en réalisant certains de nos équipements.

Nous pensons que tout matériel électronique, même très élaboré, n'est en fait que l'accumulation de sous-ensembles simples et d'accès facile et c'est la raison pour laquelle nous avons toujours choisi de « décortiquer » fonction par fonction, les appareils de radio, qu'ils soient d'émission ou de réception ; partant de notions simples et bien définies, nous en arrivons à des circuits plus complexes, tout en restant à la portée de tout-un-chacun et ainsi, pas à pas, nous en arrivons tout naturellement à découvrir des matériels de classe professionnelle dont l'abord initial aurait paru des plus ardus.

Ce livre donnera donc la description de circuits simples puis de montages complets, de fonctionnement sûr, puis de stations d'amateur et enfin d'équipements de trafic aux normes professionnelles ; des considérations sur les antennes et sur leurs adaptations, sur les différentes mesures et la possibilité de réaliser certains appareils de mesure simples, mais fort utiles quant à la mise au point des circuits électroniques, le problème des parasites et des brouillages, la réglementation actuellement en vigueur, puis un guide de trafic radio complèteront ce livre que nous espérons instructif et si possible utile quant à ses rétombées.

En effet, un bon nombre de montages décrits dans ses pages s'appliqueront sans discrimination à l'émission d'amateur en « mobile », en « portable » et à toute une gamme d'équipements dépassant très largement le cadre de cet ouvrage.

Tout en évitant un certain hétéroclisme dans les circuits, nous avons recherché malgré tout à décrire un maximum de petits montages ayant un rapport direct avec les stations mobiles, tout en restant intéressants à connaître quant à leurs applications très larges dans le monde de la radio.

CHAPITRE PREMIER

Les récepteurs mobiles

Pour faire de la réception en mobile, la solution la plus simple et la plus ancienne consiste à utiliser ce que l'on nomme des « auto-radios » ; certes, il existe toute une gamme de récepteurs conçus pour être installés à demeure sur des véhicules, l'alimentation étant obtenue directement à partir de la batterie ; dans ce cas, l'antiparasitage de la voiture et tout particulièrement du circuit d'allumage devra être soigné, l'antenne fixée sur l'aile, ou sur le toit sera convenablement isolée de la masse et le câblage de liaison (coaxial de bonne qualité) correctement placé afin d'éviter toute détérioration due aux frottements mécaniques contre la tôle et tout déchirement accidentel. Les auto-radios disponibles dans le commerce disposent généralement des gammes GO et PO, mais notre intérêt se porte tout naturellement sur les gammes OC et VHF. Peu de récepteurs destinés aux voitures comportent les gammes OC et nous n'en connaissons pas du tout qui reçoivent directement les VHF ! C'est la raison pour laquelle de nombreux amateurs ont choisi une solution simple qui consiste à utiliser un poste de radio portatif (à transistors) indépendant de la voiture, comportant sa propre alimentation par piles sèches à l'intérieur du coffret et se bornant à employer une antenne extérieure (évitant ainsi l'effet de cage de Faraday) qui est très souvent du type « gouttière ». Ce procédé permet l'emploi de toute une gamme de récepteurs du commerce disposant de plusieurs gammes OC et bien que ce ne soit pas des récepteurs de trafic à haute sensibilité, il n'en reste pas moins vrai qu'il est tout à fait facile de suivre le trafic amateur.

Mis à part quelques récepteurs à bandes étalées, mais dont le prix est généralement plus élevé (en raison de la faible diffusion de ces équipements) à de rares exceptions près, il est assez difficile d'obtenir un bon étalement des bandes amateur et partant une bonne sélectivité à la réception.

Le prix des récepteurs de trafic étant assez élevé pour la plupart des amateurs, une solution simple, facile à réaliser et fort peu onéreuse consiste à mettre en œuvre un convertisseur OC dont la sortie (après

changement de fréquence) est raccordée à l'entrée antenne du récepteur qu'il soit un « auto-radio » ou un poste à transistors autonome. Nous reviendrons plus loin, et longuement sur ce point.

Il est un autre point important ; la puissance de sortie des auto-radios ou des récepteurs autonomes est parfois insuffisante pour l'écoute et le suivi des liaisons amateurs, et ceci avec un niveau d'écoute convenable (surtout lorsque le véhicule est par lui-même bruyant !) ; pour remédier à cet état de fait, il est intéressant de disposer d'un étage amplificateur de puissance additionnel que l'on branchera en sortie du récepteur. Cet amplificateur additionnel utilise un circuit intégré de type SL402D (de Plessey Microéletronique) avec très peu de composants périphériques ; le schéma (cf. fig. I-1) est extrêmement simple, puisqu'il n'emploie que quatre condensateurs : une capacité chimique de filtrage sur l'arrivée de 12 volts d'alimentation, une capacité de 250 µF entre les broches 8 et 10, une petite capacité de découplage de 10 nF entre la broche 2 et la masse (qui est aussi le — 12 V) et enfin une capacité de liaison de 0,1 µF en série avec le signal d'entrée.

Un potentiomètre de 100 kΩ logarithmique permet de doser le gain de notre ampli et sa sortie excite un haut-parleur d'impédance 7,5 Ω de préférence ; un repère blanc indique la broche n° 1 du circuit intégré et le fonctionnement est assuré à coup sûr en raison de grande simplicité du montage.

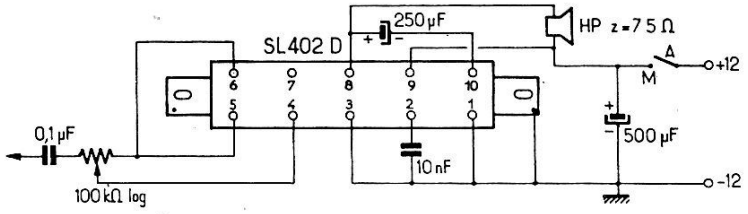


FIG. I-1

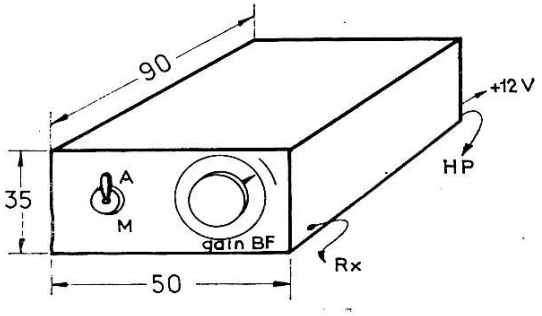


FIG. I-2 *(a)*

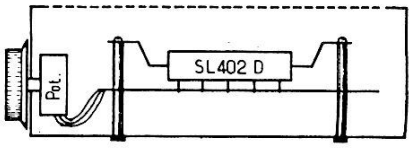


FIG. I-2 *(b)*

La réalisation pratique (cf. fig. I-2) montre un petit coffret (ou boîtier) métallique de dimensions 50 × 35 × 90 mm dont la face avant comporte un interrupteur de mise sous tension et la commande

du potentiomètre du gain BF ; la sortie vers le HP, le câble d'alimentation (12 V) se trouvent à l'arrière du boîtier et le câble d'arrivée de signal sur le côté. Une petite carte imprimée de dimensions 45 × 70 mm en bakélite HF ou papier phénolique (cf. fig. I-3) reçoit tous les composants dont le câblage est des plus simples !

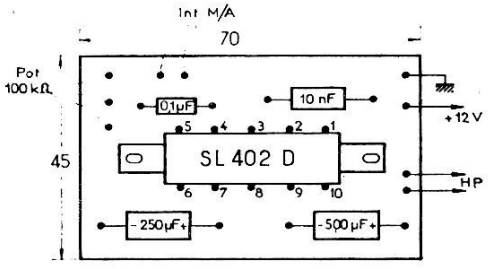


FIG. I-3

Le circuit intégré dispose de deux pattes de fixation et de refroidissement métallique ; il convient de percer deux trous de diamètres 3 ou 4 mm dans la plaquette imprimée et de fixer au moyen de deux vis de 3 munies d'entretoises, de rondelles et d'écrous, d'une part le circuit intégré sur la carte, puis la carte elle-même sur le fond du boîtier ainsi que le montre notre croquis. Le boîtier métallique fera ainsi office de radiateur, car les pattes de fixation du SL402D sont réunies à la masse au moyen des vis et entretoises métalliques.

Ce circuit intégré permet de disposer d'une puissance utile de 2 W, mais en raison de la tension d'alimentation réduite à 12 V, la puissance disponible dans notre cas se trouve être d'environ 1,5 W avec d'excellentes performances :

— bande passante : 25 Hz à 30 kHz ;
— gain du préampli incorporé : 24 dB ; } gain en tension
— gain de l'ampli de puissance : 26 dB ;
— taux de distorsion du préampli ; 0,1 % ;
— taux de distorsion de l'ampli de puissance : 0,3 % ;
— courant de repos : 50 mA (alimenté en 12 V) ;
— niveau de bruit : — 75 dB.

A noter que si l'impédance de sortie du récepteur était par trop faible, il pourrait s'avérer utile d'insérer un petit transformateur d'impédance dont le primaire (quelques ohms) serait excité par la sortie de récepteur (jack de HP extérieur) et dont le secondaire à haute impédance irait exciter l'entrée de notre amplificateur additionnel ; dans ce cas, l'impédance du secondaire de ce mini-transfo pourrait

être de quelques milliers d'ohms ; cela n'a pas une très grande importance et c'est avant tout fonction de ce que l'on peut trouver dans le commerce !

LES CONVERTISSEURS DE FREQUENCE

Un petit convertisseur ondes courtes (bandes 80 m et 40 m)

Nous avons dit plus haut que la solution du convertisseur permettait de disposer d'une réception avec un étalement des bandes amateurs, comparable à ce que l'on peut obtenir avec un récepteur de trafic, mais ceci au prix d'une réalisation simple et très peu onéreuse.

Le convertisseur de fréquence réalise un changement de fréquence supplémentaire en augmentant en premier lieu la sensibilité à la réception ; d'autre part, si l'on prend soin de réaliser un circuit oscillant de conversion de bonne qualité, on pourra disposer d'un étalement de gamme important en utilisant le cadran du récepteur PO ou GO associé.

Voyons la théorie sommaire du convertisseur : nous disposons par exemple d'un récepteur PO-GO n'ayant pas d'autre gamme ; or, la gamme PO couvre de 550 kHz à 1 550 kHz par exemple, c'est-à-dire une bande passante étalée de 1 000 kHz (ou 1 MHz) sur toute la longueur du cadran ; d'autre part nous voulons recevoir la gamme amateur des 20 mètres (ceci n'est donné qu'à titre d'exemple rappelons-le) ; cette gamme des 20 mètres couvre de 14 000 à 14 350 kHz, c'est-à-dire une plage de 350 kHz ; sur un cadran de récepteur du commerce à gamme OC non étalée, nous disposerions d'environ 3 à 4 mm de cadran pour explorer la totalité de cette gamme 14 à 14,35 MHz ! ce qui est trop, beaucoup trop insuffisant ! or, si l'on réalise un convertisseur de fréquence dont le circuit d'entrée sera accordé sur 14 000 kHz, avec un oscillateur local fonctionnant sur 14 000 — 700 = 13 300 kHz, nous disposerons en sortie d'une fréquence de battement sur 700 kHz, qui étant appliquée à l'entrée antenne du récepteur réglé en PO sur cette fréquence de 700 kHz (milieu de gamme PO) sera détecté après amplification par ce récepteur et nous écouterons sur le HP du récepteur non plus la bande PO mais bel et bien la gamme 14 000 kHz, c'est-à-dire la gamme des 20 mètres et le tour est joué ! pour balayer toute la gamme amateur, il suffira de décaler l'accord du circuit d'entrée (sur 14 350 kHz par exemple), celui de l'oscillateur local (14 350 — 700 = 13 650 kHz) et nous recevrons cette fréquence 14 350 kHz sur le récepteur PO toujours réglé sur 700 kHz ; mais le gros avantage consiste à pouvoir décaler la position de l'aiguille sur le cadran du récepteur PO et si l'on balaye 350 kHz sur ledit cadran, cela nous

donnera par exemple 15 cm de cadran pour la totalité de la bande amateur et ceci sans toucher à l'accord du convertisseur, mais si l'on décale à la fois l'accord de ce dernier et l'accord du récepteur PO on obtient un très fort étalement de bande, puisque l'on ajoute en fait (en les multipliant) l'étalement du convertisseur par celui du récepteur ; en pratique, il suffira de disposer d'un oscillateur local de convertisseur à fréquence fixe, par exemple et dans le cas présent 13 200 kHz, et de n'utiliser que le cadran du récepteur PO pour balayer la plage 14 000 à 14 350 kHz, en retouchant légèrement à la commande d'accord du circuit d'entrée du convertisseur afin d'obtenir la meilleure reception possible.

Il sera de même facile de monter plusieurs bobinages correspondants à chaque gamme amateur (90 - 40 - 20 - 15 - 10 mètres) avec un signal de sortie toujours centré sur une fréquence PO. Ce procédé très en faveur chez de nombreux radio-amateurs allie la simplicité de réalisation, le faible prix de revient du montage aux excellentes performances de l'ensemble de réception convertisseur + récepteur du commerce.

Voyons donc maintenant un petit convertisseur ondes courtes à transistors mettant en application la théorie précédente :

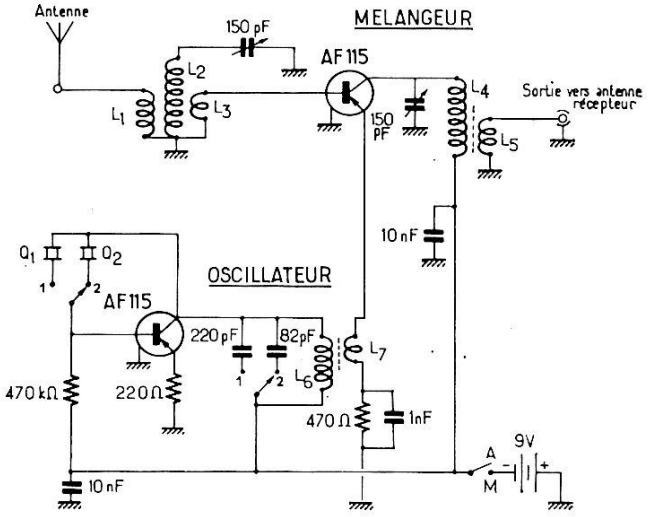


FIG. I-4

Ce convertisseur (cf. fig. I-4) utilise deux transistors PNP du genre AF115 ou similaire, au Germanium ; le premier transistor est monté en circuit d'entrée (sur sa base) et en mélangeur (sur son émetteur) alors que le second transistor est utilisé en oscillateur local ; pour

la bande 80 mètres (3,5 MHz) un quartz Q_1 de 3,5 — 0,7 = 2,8 MHz est employé pour stabiliser la fréquence de l'oscillateur local ; pour la gamme 40 mètres (7 MHz) c'est un quartz Q_2 de 7 — 0,7 = 6,3 MHz que l'on emploiera de telle sorte que le signal de sortie tombe dans la gamme PO sur 700 kHz ; en balayant de 3,5 — 2,8 = 0,7 MHz à 3,8 — 2,8 = 1 MHz sur la gamme PO du récepteur on obtiendra toute la gamme amateur 80 m étalée ; de même, en balayant de 7 — 6,3 = 0,7 MHz à 7,15 — 6,3 = 0,85 MHz on obtiendra toute la gamme 40 mètres étalée à la perfection !

Pour simplifier les choses, il n'a pas été monté de gammes 10 et 20 mètres sur ce convertisseur, mais cela ne poserait aucun problème, car il suffirait de prévoir deux autres quartz déterminés de la même façon.

Le bloc de bobinages d'entrée (L_1, L_2 et L_3) est déterminé pour chaque gamme ; il faudrait donc prévoir une commutation pour le changement de gamme ; par contre le bobinage L_4 et L_5 de sortie FI (fréquence intermédiaire) reste le même quelle que soit la gamme de trafic ; le bobinage L_6-L_7 reste lui aussi le même, mais une capacité différente est commutée lors de changement de bande ; l'alimentation est assurée par une petite pile sèche de 9 V dont le + est à la masse, en raison de la nature PNP des transistors. Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

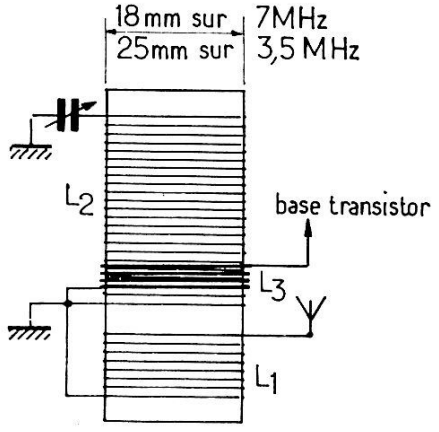


FIG. I-5

Bande 80 mètres

L_1 = 9 spires fil émaillé de 0,5 mm diamètre 25 mm ;
L_2 = 32 spires même fil couplé côté froid ;
L_3 = 10 spires fil émaillé 0,3 couplé côté froid ;

Bande 40 mètres

L_1 = 7 spires fil émaillé 0,5 mm diamètre 18 mm ;
L_2 = 20 spires même fil, couplé côté froid ;
L_3 = 7 spires fil émaillé 0,3 mm couplé côté froid.

La disposition des bobines (cf. fig. I-5) ne pose guère de difficultés. Pour changer de gamme il suffira soit de remplacer le bloc L_1, L_2 et L_3 d'une gamme par le bloc équivalent destiné à l'autre gamme, soit de prévoir un petit commutateur à trois inversions, jumelé à l'inverseur de quartz et de capacités fixes couplées à L_6, qui commutera les enroulements du bloc d'entrée.

Les autres bobinages sont fixes et utilisent des mandrins de diamètres approximatif 12 mm (éventuellement 14 mm) ;
L_4 aura environ 120 spires de fil sous soie 0,25 mm de diamètre 12 ou 14 mm ;
L_5 aura 30 spires couplées côté froid (même fil) ;
L_6 aura une trentaine de spires de fil 0,25 mm diamètre 12 ou 14 mm ;
L_7 aura 4 spires de fil émaillé 0,3 mm bobinée sur L_6.

Les deux CV de 150 pF seront des modèles miniatures dont l'axe pourra ne pas être sorti sur la face avant, si la bande passante des circuits oscillants est suffisante pour couvrir sans affaiblissement toute la bande amateur (environ 300 kHz) ; éventuellement, on pourra être amené à ne sortir que la commande du CV placé en série avec L_2. Sur la bande 80 mètres, c'est une capacité de 220 pF qui est montée en parallèle avec la bobine L_6 alors que pour la gamme 40 mètres, cette capacité ne fait que 82 pF.

UN CONVERTISSEUR OC POUR LA GAMME 28 à 30 MHz

Ce montage a été prévu pour recevoir soit la bande amateur 10 m, soit la bande des 27 MHz (bande des walkies-talkies) soit enfin la bande VHF 144 MHz par le truchement d'un second convertisseur que nous verrons du reste dans le cours de cet ouvrage ; il utilise trois transistors identiques de type AF115 avec blindage à la masse ; le circuit d'entrée est apériodique ; il n'utilise pas de circuit accordé ; l'antenne est branchée directement sur l'émetteur du premier étage par l'intermédiaire d'une capacité de 1,5 nF ; comme l'alimentation a été prévue pour avoir dans ce montage le — à la masse et comme les transistors sont des PNP, leurs collecteurs sont à placer au potentiel de la masse, ce qui simplifie le problème des bobinages qui auront une extrémité directement à la masse.

Le bobinage L_1 sera accordé sur 29 MHz (centre de la gamme 28 à 30 MHz, L_2 (bobinage oscillateur) sera accordé sur 29 — 1,5 = 27,5 MHz de telle sorte que la sortie se fasse dans la gamme PO

entre 500 kHz et 1 500 kHz, ce qui correspondra à la plage 28 à 29,5 MHz qui nous donne la plage la plus intéressante de la gamme des 10 mètres.

Les différentes bobines auront les caractéristiques suivantes :

L_1 = 13 spires de fil émaillé 0,3 mm ; couplage : 2 spires de même fil ;

L_2 est identique à L_1 ;

L_3 = 50 spires de fil 0,10 mm ; couplage : 7 spires de fil 0,3 mm ;

Ces trois bobinages sont réalisés sur les mandrins LIPA de diamètre 6 mm avec noyau plongeur. Les capacités ajustables utilisées seront du type « à cloche » de 3/30 pF sur stéatite et diélectrique à air ; la consommation de l'étage mélangeur est de l'ordre de 150 µA ; l'alimentation par pile sèche de 9 V assure une durée de vie fort longue en raison de la faible consommation de l'ensemble du convertisseur ; son schéma (cf. fig. I-6) ne pose guère de difficultés et sa disposition pratique est laissée à la libre inspiration de chacun.

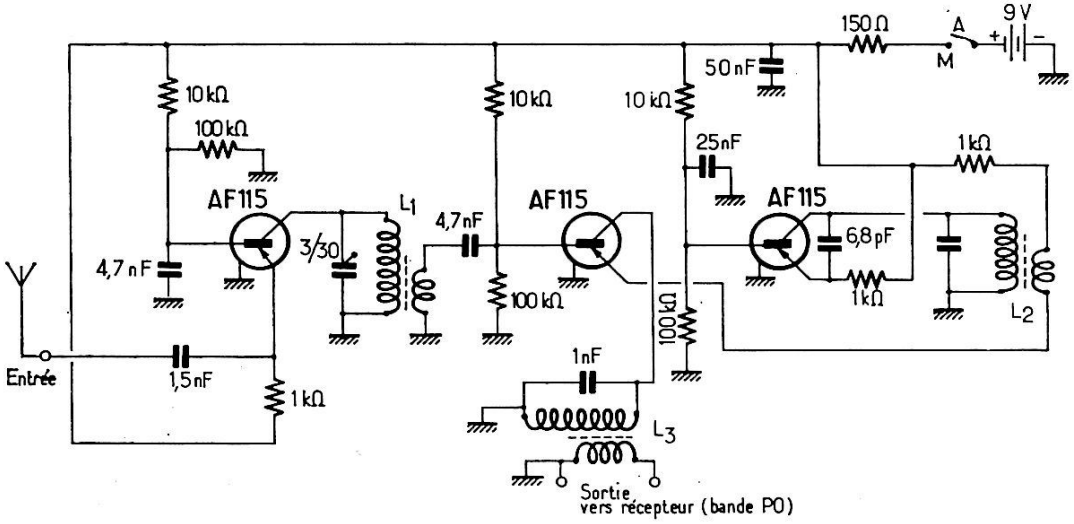


FIG. I-6

UN PETIT CONVERTISSEUR ONDES COURTES

Ce montage des plus simples (cf. fig. I-7) utilise deux transistors assez anciens de Philco, des SB100 ou éventuellement d'autres transistors PNP fonctionnant en HF et ne nécessitant que de très faibles tensions d'alimentation : une simple pile de 4,5 V est suffisante.

Très peu de composants ; trois circuits accordés qui pourront être commutés pour le changement de gamme, à l'exception de L_5-L_6 qui reste accordé sur la gamme PO (sortie de fréquence intermédiaire) ; deux capacités ajustables de 3/30 pF à cloche permettent d'accorder les circuits oscillants de l'étage d'entrée et de l'oscillateur local ; un quartz

est utilisé pour piloter l'oscillateur et le choix de ce quartz est fonction des fréquences que l'on souhaite recevoir ; si l'on veut changer de gamme, il faudra également commuter le quartz : pour disposer de quatre gammes OC il faudra un commutateur à quatre positions, commutant quatre blocs L_1-L_2, quatre blocs L_3-L_4 et quatre quartz.

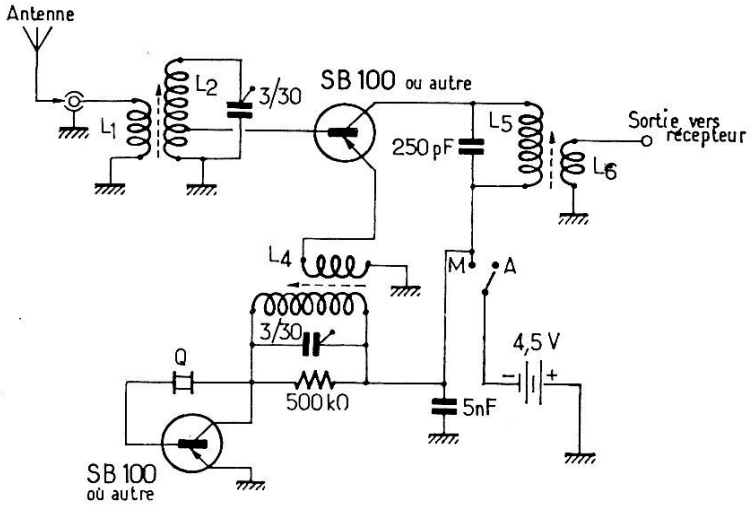


FIG. I-7

Le gros avantage de ce convertisseur tient au fait qu'il ne nécessite que très peu de composants et qu'il fonctionne fort bien !

Pour la gamme 80 mètres :

L_1 = 5 spires de fil 0,3 mm couplées côté froid de L_2 ;
L_2 = 30 spires de même fil, sur mandrin LIPA de diamètre 6 mm prise au tiers ;
L_3 = 32 spires de même fil ;
L_4 = 3 spires de même fil
mandrin LIPA de 6 mm avec noyau.

Pour la bande 40 mètres :

L_1 = 3 spires de fil 0,3 mm sur mandrin LIPA diamètre 6 mm avec noyau ;
L_2 = 25 spires de même fil sur le même mandrin, prise au tiers ;
L_3 = 27 spires de même fil ;
L_4 = 2 spires de même fil.

Pour la bande 20 mètres :

L_1 = 2 spires de fil 0,6 mm sur mandrin LIPA diamètre 6 mm ;
L_2 = 20 spires de même fil, même mandrin et prise au tiers ;
L_3 = 22 spires de même fil ;
L_4 = 2 spires de même fil.

et *pour la bande* 10 *mètres :*

L_1 = 2 spires de fil 0,8 mm sur mandrin LIPA diamètre 6 mm ;
L_2 = 13 spires de même fil sur le même mandrin, prise au tiers ;
L_3 = 15 spires de même fil ;
L_4 = 2 spires de même fil.

Comme on peut le voir, tous les mandrins utilisés sont identiques : mandrins LIPA de diamètre 6 mm avec noyau plongeur ; L_1 est couplée à L_2 du côté froid et de même L_4 est couplée à L_3 côté alimentation ; mais pour toutes les gammes, L_5 aura environ 200 spires de fil sous soie 0,25 et L_6 environ une cinquantaine de spires de ce même fil ; il sera bon de bobiner en nid d'abeille le bobinage L_5-L_6 afin de réduire la capacité répartie tout au long de ces deux enroulements.

Pour la gamme 80 mètres, le quartz sera de 2 500 kHz environ ;

Pour la gamme 40 mètres, le quartz sera de 6 000 kHz environ ;

Pour la gamme 20 mètres, le quartz sera de 13 000 kHz environ ;

Pour la gamme 10 mètres, le quartz sera de 27 000 kHz de telle sorte que dans tous les cas ce soit la fréquence centrale de 1 MHz (centre de la gamme PO) qui corresponde au centre de la gamme amateur reçue. De tels quartz ne sont pas difficiles à trouver chez les distributeurs de composants électroniques et ceci à des prix très abordables.

Voici donc un excellent petit convertisseur Ondes Courtes destiné aux débutants et pourquoi pas, à certains amateurs déjà chevronnés qui voudront ajouter les gammes OC à leur récepteur de voiture ou à leur BCL familial !

UN MONTAGE DE S-METRE

Tout récepteur de trafic amateur se doit de disposer d'un S-mètre (qui n'est autre, rappelons-le qu'un appareil de mesure du niveau de réception du correspondant) graduée de S_0 correspondant à un niveau d'incompréhension quasi totale à S_9 qui correspond à un niveau d'écoute très confortable ; or, très peu de récepteurs du commerce, même destinés aux amateurs en sont dotés, mis à part les récepteurs de prix ; il est facile de remédier à ce manque en réalisant le montage (cf. fig. I-8) composé de deux transistors placés en pont, avec un galvanomètre à cadre (microampèremètre de 100 à 150 µA de déviation totale) branchés entre les deux collecteurs ; lorsque le pont est équilibré, il n'y a aucune différence de potentiel entre les deux collecteurs et par voie de conséquence, le courant traversant le cadre du galvanomètre est nul et l'aiguille ne bouge pas ; par contre si le pont se déséquilibre, sous l'influence d'une tension appliquée sur l'une des bases, le courant

qui va traverser le cadre du microampèremètre sera d'autant plus fort que le déséquilibre sera lui aussi plus élevé ; il y a donc là une méthode de mesure de la tension incidente ; une diode OA85 ou similaire, suivie d'un circuit RC (33 kΩ et 10 nF) fait office de détection de telle sorte que l'aiguille ne vibre pas et que le cadre ne soit parcouru que par un courant qui soit toujours dans le même sens. Le choix des transistors n'est pas critique et suivant les possibilités d'approvisionnement ou

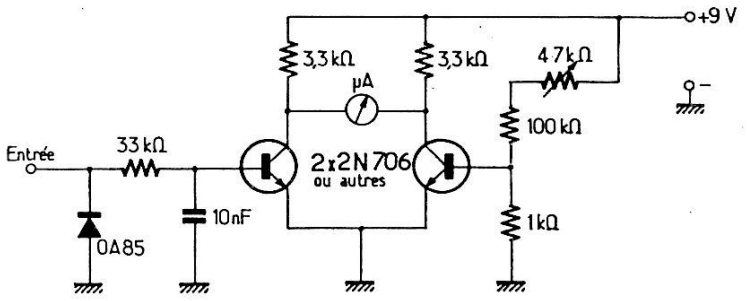


FIG. I-8

l'état des fonds de tiroir, ce pourra être pratiquement n'importe quel transistor NPN (ou PNP en inversant la polarité de l'alimentation et celle de la diode) d'amplification courante (en petit boîtier) ; l'équilibre du pont en l'absence d'émission reçue, s'obtient en jouant sur une résistance ajustable placée dans l'alimentation de la base du second transistor de telle sorte que l'aiguille de l'appareil de mesure soit au zéro, si l'on court-circuite l'entrée du récepteur (antenne à la masse) ; reste à voir le point du récepteur où l'on va extraire un signal qui servira de tension de commande au dispositif de S-mètre ; ce sera de préférence sur la ligne de C.A.G. c'est-à-dire de contrôle automatique de gain car en fonction du niveau de l'émission reçue, la tension de C.A.G. variera en fonction de ce même niveau et il suffira de prélever cette tension, soit dans les étages HF, soit dans la moyenne fréquence, suivant la facilité d'accès, et de l'appliquer à l'entrée de notre petit montage, puis de réaliser l'équilibre du pont en l'absence de réception, et ce sera tout !

En principe, la graduation S_0 correspond à une tension de 1 µV à l'entrée du récepteur (sur une impédance d'entrée de 50 Ω), alors que la graduation S_9 correspond à un niveau d'entrée de 100 µV sous la même impédance d'entrée ; au-delà de S_9 on porte des graduations de $S_9 + 10$ dB ; $S_9 + 20$ dB... etc.

A noter que le montage de S-mètre ci-dessus comporte un systeme de rattrapage de dérive due à la température et à ses variations ; si l'on passe d'une température d'hiver à une température estivale, il

n'y a pas de dérive du S-mètre, alors que ce n'est pas toujours le cas avec les montages classiques ! il est conseillé d'utiliser deux transistors appariés bien que ce ne soit pas tout à fait indispensable, l'écart pouvant être compensé quelque peu par la manœuvre de la résistance variable de tarage.

UN CONVERTISSEUR POUR LA GAMME 144 à 146 MHz

L'écoute des gammes VHF et le trafic sur ces bandes prend de plus en plus d'ampleur chez tous les radio-amateurs et tout particulièrement en mobile ; indépendamment de l'intérêt présenté par les fréquences très élevées et la possibilité de ne disposer que de faibles puissances à l'émission les antennes demi-onde ou quart d'onde sont beaucoup plus réduites que dans le cas des bandes décamétriques et en voiture cela présente un très gros intérêt ! Il n'est plus besoin d'antennes compliquées avec de grosses selfs et des fouets de plusieurs mètres ; un fouet de 1,5 m avec ou sans self à la base suffit amplement ; mais, avant d'émettre il faut bien recevoir et la meilleure manière de recevoir les émissions VHF est de disposer d'un convertisseur de fréquence qui nous permettra de recevoir sur un récepteur du commerce les gammes VHF ; dans ce livre nous n'aborderons plus la gamme 72 MHz pour laquelle le trafic amateur n'est plus autorisé (seule la télécommande y est tolérée, mais ceci est une autre histoire !) ni la gamme 435 MHz qui fera l'objet d'un autre volume, mais la seule gamme 144 à 146 MHz encore appelée bande « des deux mètres ». En effet cette gamme est des plus intéressantes et le nombre des stations que l'on peut y rencontrer est chaque jour plus élevé et tout particulièrement en mobile.

Il est possible certes de recevoir les VHF avec des petits récepteurs à réaction ou à super-réaction, mais la sensibilité et la sélectivité nous ont paru inconciliables avec les nécessités du trafic en mobile ; aussi avons-nous résolument choisi de commencer par les convertisseurs qui représentent à la fois la solution la plus intéressante sur le plan des performances et de la facilité de réalisation et d'autre part qui s'accomodent de budgets réduits !

Comme pour l'écoute des bandes HF, le convertisseur n'est autre qu'un montage changeur de fréquence ; un circuit d'entrée reçoit la bande amateur VHF (par exemple de 144 à 146 MHz), un oscillateur fournit un signal à fréquence inférieure (ou éventuellement supérieure, mais dans le cas le plus général en VHF, il est à fréquence inférieure, pour des raisons de commodité) et un étage mélangeur délivre un signal à fréquence de battement entre la fréquence d'entrée et la fréquence de l'oscillateur local : exemple : oscillateur local sur 116 MHz ; la

fréquence de battement sera de 144 — 116 = 28 MHz et pour l'autre extrémité de la gamme : 146 — 116 = 30 MHz ; ainsi, en balayant la gamme de 28 à 30 MHz sur un récepteur HF couplé au convertisseur VHF-HF, on recevra la totalité de la gamme 144 à 146 MHz et ceci avec une très forte sensibilité et un sélectivité d'autant meilleure que celle du récepteur HF sera elle-même meilleure.

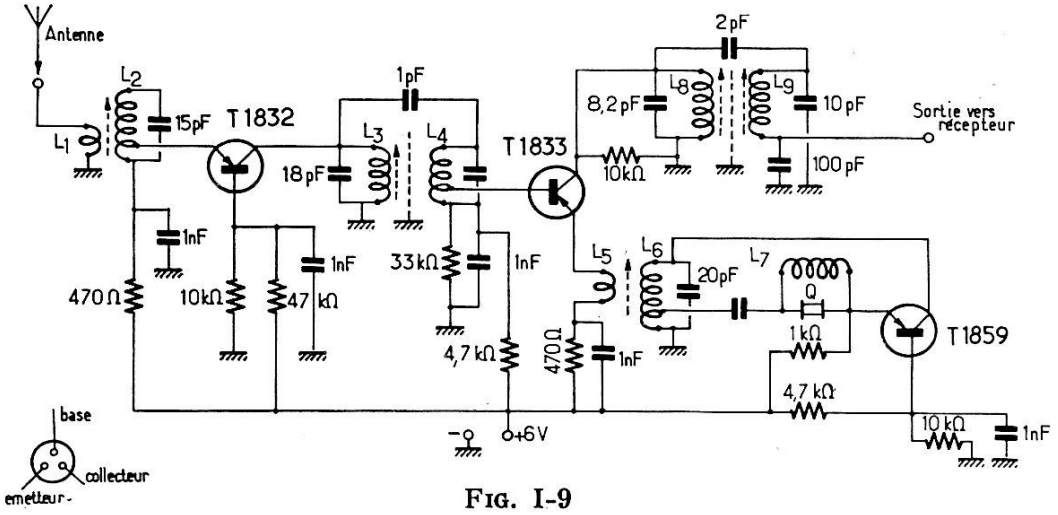


FIG. I-9

Notre premier convertisseur VHF-HF (cf. fig. I-9) utilise trois transistors d'origine américaine : un T 1832 comme amplificateur VHF, un T 1833 comme mélangeur et un T 1859 comme oscillateur local ; l'alimentation est obtenue au moyen de piles sèches (quatre piles de 1,5 V en série) avec le — à la masse ; il serait possible de remplacer ces transistors par des 2N914 qui sont des NPN mais dans ce cas il faudrait inverser la polarité de l'alimentation (le + à la masse). Les bobines L_1 et L_2 sont couplées ; L_5 et L_6 également, mais par contre il n'y a pas de couplage direct entre L_3 et L_4 et entre L_8 et L_9. Toutes les bobines sont réalisées sur des mandrins à noyau plongeur (LIPA de diamètre 6 mm) et les caractéristiques sont les suivantes :

L_1 = une spire de fil 0,8 mm couplée côté froid de L_2 ;
L_2 = quatre spires de même fil sur mandrin de diamètre 6 mm ; prise à 3/4 de spire côté froid ;
L_3 = 2 spires et demie de même fil ;
L_4 = identique à L_3, mais blindée par rapport à celle-ci ;
L_5 = une spire de même fil couplée côté froid de L_6 ;
L_6 = quatre spires de même fil, prise à 1/4 de spire côté masse ;
L_7 = 25 spires de fil 0,6 mm sur diamètre exceptionnel de 3 mm et non pas de 6 mm ;
L_8 et L_9 = 20 spires de fil 0,6 mm, avec blindage entre les deux.

Ces bobinages seront accordés au grip-dip avant la mise sous tension et le réglage fin sera effectué par petites retouches successives, afin de caler au milieu de la bande 144 à 146 MHz les divers étages accordés en VHF (ceci pour L_1, L_2, L_3 et L_4) ; en ce qui concerne l'oscillateur nous utiliserons un quartz de 116 MHz (en overtone 7) et le bobinage L_6 sera accordé sur cette valeur de 116 MHz ; enfin L_6 et L_9 seront accordés sur 29 MHz qui sera la fréquence centrale de la gamme 28 à 30 MHz ; afin de conserver un gain à peu près constant sur la totalité de la gamme VHF, il sera bon de caler L_8 par exemple sur 28 MHz et L_9 sur 30 MHz pour conserver une bande passante de 2 MHz sans trop d'affaiblissement ; ce petit convertisseur qui donne d'excellents résultats depuis plusieurs années pourra être réalisé dans un coffret métallique de dimensions 100 × 50 × 50 mm avec une prise coaxiale à vis ou à encliquetage pour l'arrivée d'antenne et une seconde prise pour la sortie (blindée) allant vers l'entrée antenne du récepteur réglé dans la gamme des 28 à 30 MHz ; un interrupteur marche-arrêt et les piles à l'intérieur du coffret (ou éventuellement à partir de la batterie du véhicule) complètent ce montage ; mais compte tenu de la faible consommation de ce convertisseur, nous préférons employer de simples piles incorporées dans le boîtier lui-même pour limiter au maximum le niveau de parasites, car l'alimentation par la batterie de la voiture augmente le niveau de bruit d'une manière notable.

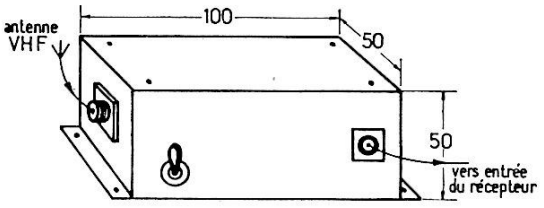


FIG. I-10

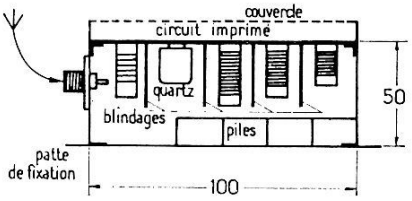


FIG. I-11

La présentation de ce convertisseur (cf. fig. I-10) montre la présence de deux rabats destinés à la fixation du boîtier sur le véhicule (sous le tableau de bord par exemple) ; la disposition à l'intérieur du coffret (cf. fig. I-11) montre la présence de blindages destinés à éviter

les couplages parasites entre les diverses bobines ; il est à conseiller de ne placer les blindages qu'à un centimètre des bobines pour réduire les capacités parasites des circuits accordés ; nous prendrons des capacités au mica et des résistances de 1/4 W ou même des 1/8 W si des problèmes d'encombrement viennent à surgir !

DEUX PREAMPLIFICATEURS POUR LA GAMME DES DEUX METRES

Si les convertisseurs VHF utilisés n'ont pas toute la sensibilité désirée, si l'antenne ne présente pas tous les avantages que l'on pouvait en attendre, bref : si le niveau de réception VHF est par trop faible, il y a lieu de placer un préamplificateur entre l'antenne de réception et l'entrée du convertisseur ; ce pourra être un simple étage à un seul transistor ou bien un véritable préampli plus élaboré à deux ou plusieurs étages. Nous augmenterons ainsi et la sensibilité et la sélectivité en améliorant le niveau ou plus exactement le rapport Signal sur Bruit de fond ; simples à réaliser ces deux types de préamplis seront des plus utiles dans les cas de réception déficiente !

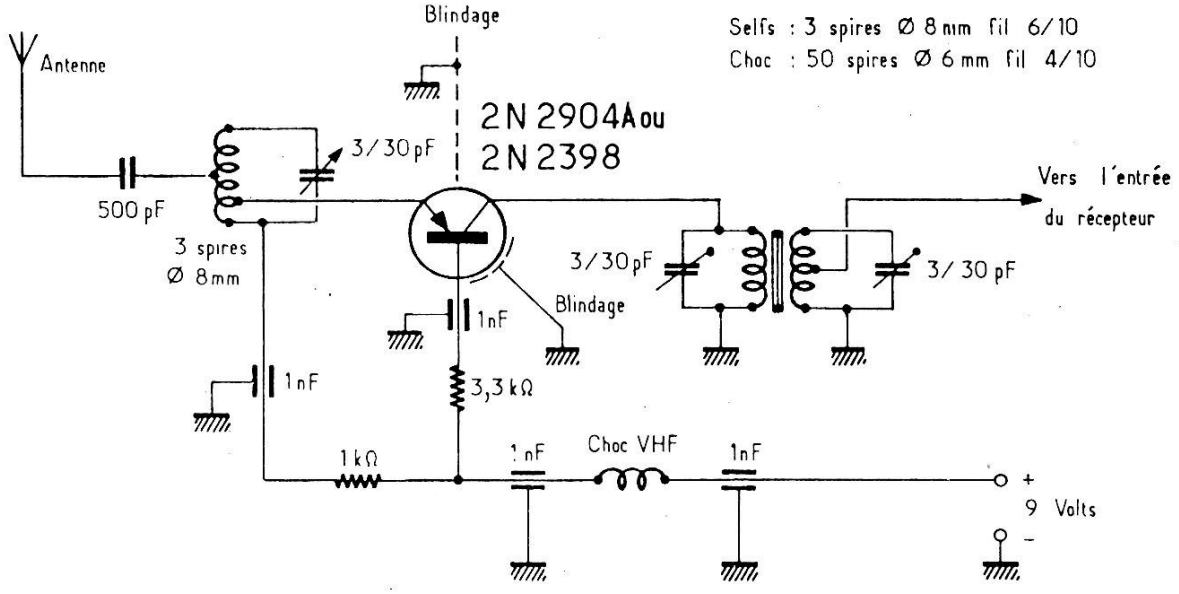


FIG. I-12

Ce premier préamplificateur 144 MHz à un étage utilise un transistor 2N2904A ou un 2N2398 ; son alimentation se fait en 9 V (— à la masse) et les circuits d'entrée et de sortie doivent être blindés pour éviter tout risque d'accrochage ; quatre capacités « coaxiales » de 1 000 pF découplent les retours de base et d'émetteurs et ces précautions sont indispensables pour obtenir un bon résultat et notamment

un gain apréciable ; le circuit accordé d'entrée est constitué par une bobine de 3 spires avec deux prises, l'une au milieu pour l'antenne et une seconde au tiers pour la prise d'émetteur ; le circuit accordé de sortie est réalisé avec deux CO tous les deux accordés sur 144 MHz et couplés entre eux, ce qui augmente la sélectivité de l'étage.

Si ce préamplificateur n'est pas placé à proximité immédiate du récepteur, c'est-à-dire dans le même coffret, il est bon d'utiliser du fil coaxial (coaxial d'antenne TV par exemple) pour la liaison entre sa sortie et la borne d'entrée du récepteur.

Le second préamplificateur 144 MHz à deux étages offre un gain de 1 dB environ et peut fonctionner jusqu'à 220 MHz avec un niveau de bruit de 5,5 dB à cette fréquence. Le montage (cf. fig. I-13) montre deux étages identiques, utilisant des 2N1742, excités sur l'émetteur, la base étant à la masse (au point de vue HF) et la charge de collecteur constituée par un CO accordé (à large bande).

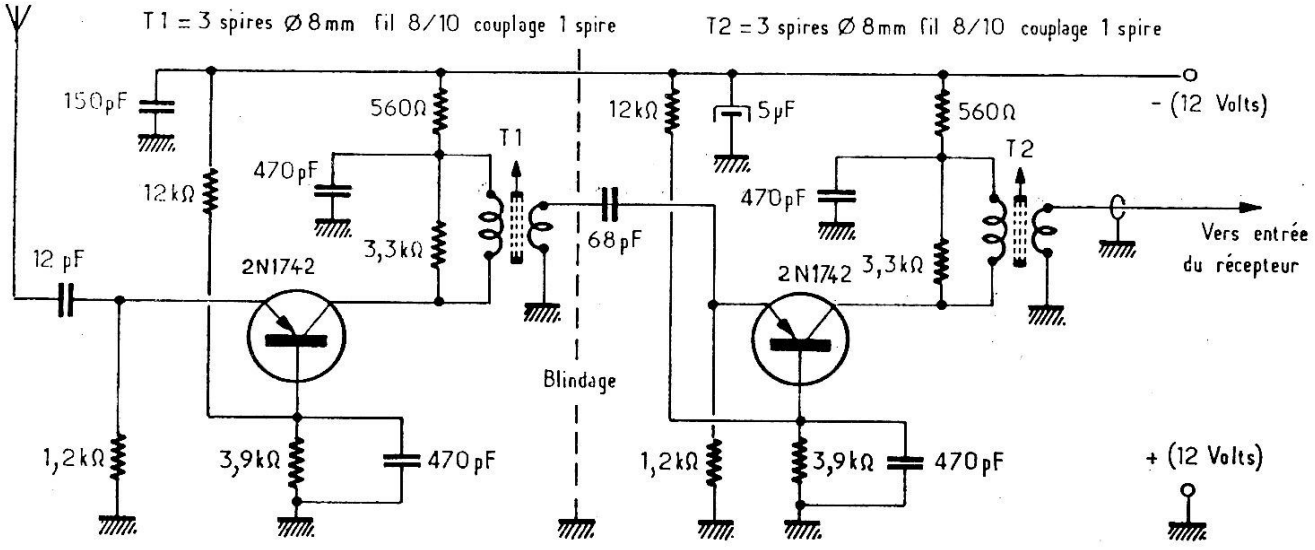


FIG. I-13

Si l'on accorde les deux CO en milieu de bande 144, c'est-à-dire aux alentours de 145 MHz, le gain global de l'ensemble préamplificateur sera d'environ 30 dB dans la gamme des deux mètres, ce qui est extrêmement intéressant pour l'écoute de stations faibles ; bien entendu ces montages destinés à être intercalés entre l'antenne et le récepteur pourront très bien être utilisés avec d'autres récepteurs plus évolués, les résultats n'en seront que meilleurs !

Il est bon de noter qu'il n'y a pas lieu de retoucher les réglages des CO T_1 et T_2 lorsque l'on change de fréquence à l'intérieur de la gamme 144 MHz, car leur bande passante est relativement large et cou-

vre sans pertes toute la bande amateur et c'est la raison pour laquelle nous recommandons de centrer ces deux CO sur le milieu de bande : 145 MHz.

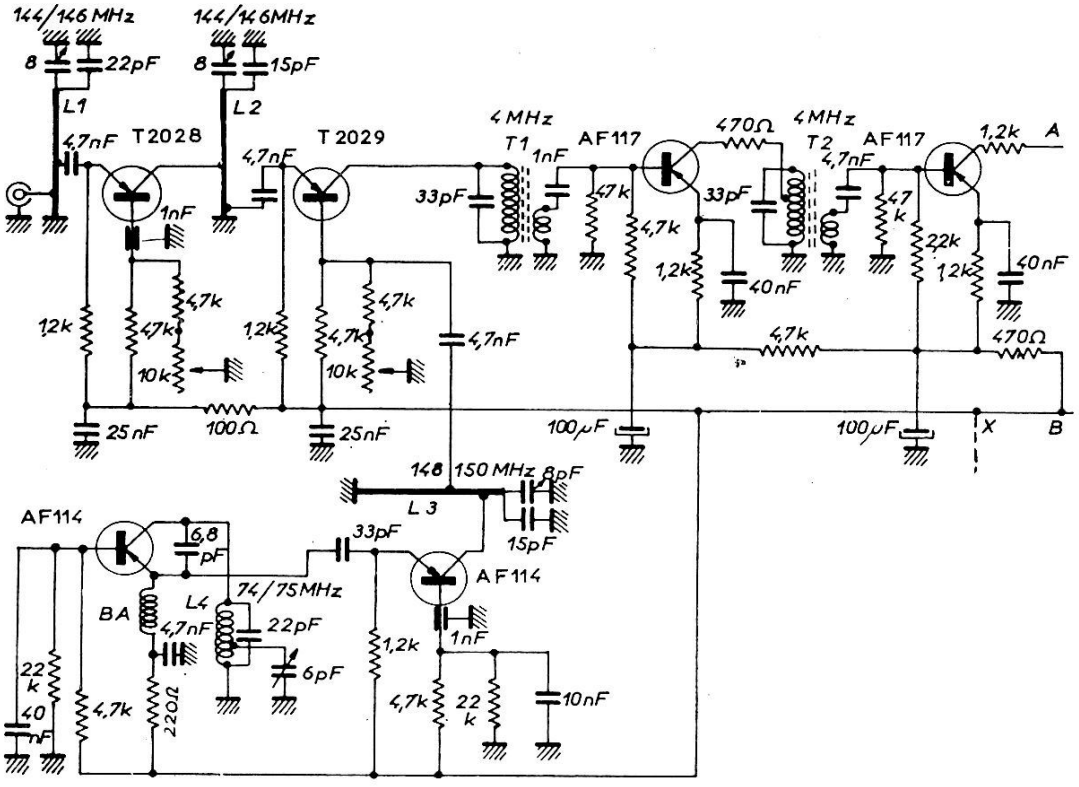
Les capacités seront en céramique ou en mica, sauf les capacités électrolytiques de 5 µF évidemment ! Pour éviter toute dérive, les résistances seront choisies comme étant du type 1/2 W.

Là encore un blindage efficace séparera les deux étages, mais l'alimentation devra être de 12 V ou mieux 13,5 V (trois piles de 4,5 V en série).

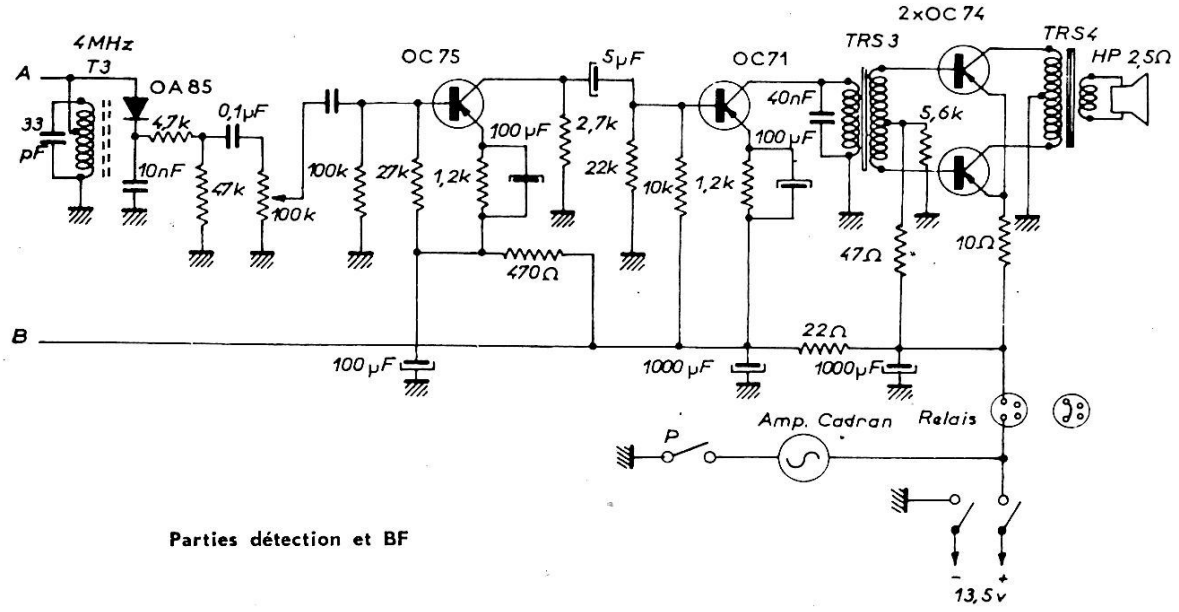
Après avoir vu des convertisseurs simplifiés, excellents travaux d'initiation pour les débutants ou pour les amateurs habitués aux tubes et voulant se reconvertir aux semi-conducteurs, nous verrons plus loin des chaînes de réception à la fois plus perfectionnées et plus sensibles et de loin en loin nous arriverons à réaliser un véritable récepteur de trafic transistorisé, qui n'aura rien à envier aux équipements que l'on peut trouver dans le commerce, mais qui présentera un avantage énorme : celui que l'on éprouve à obtenir de bons résultats d'un appareil que l'on a soi-même créé.

UN RECEPTEUR COMPLET VHF DE 144 à 146 MHz

Ce récepteur de trafic VHF, dont le schéma est dû à notre ami F 3 N Z, d'après une réalisation de F 8 C V (cf. fig. I-14) que nous tenons à remercier ici, utilise des transistors d'origine américaine Philco pour la tête VHF et des transistors français bien connus pour tout le reste des circuits ; ce récepteur, qui date de plusieurs années, a cependant procuré d'excellentes performances et c'est la raison pour laquelle nous le reprenons dans le livre afin d'en permettre une réalisation nouvelle avec d'éventuels nouveaux transistors en remplacement de ces types plus anciens ; le schéma (sur lequel nous trouvons dix transistors et une diode) montre tout d'abord un préamplificateur d'entrée (144 à 146 MHz avec un transistor Philco T2028) suivi d'un mélangeur (transistor Philco T2029), un oscillateur à fréquence variable (AF114 de La Radiotechnique) fonctionnant sur 74 à 75 MHz, suivi d'un étage doubleur (148 à 150 MHz) avec un autre AF114 ; viennent ensuite une chaîne d'amplification FI sur 4 MHz (différence entre 148 et 144 MHz) avec deux transistors AF117, la détection avec une diode OA85 (ou similaire) puis un amplificateur BF utilisant des transistors très connus (OC75 en préampli, puis un OC71 en étage driver et un push-pull de deux OC74) ; un HP de 2,5 ohms d'impédance permet une écoute très confortable ; ce récepteur, de conception déjà relativement ancienne, peut servir de modèle pour concevoir d'autres



Le récepteur (parties HF et MF).



Parties détection et BF

FIG. I-14

récepteurs équipés de semi-conducteurs plus modernes, voire même de circuits intégrés (nous verrons du reste au chapitre IV un récepteur de trafic utilisant des circuits intégrés en HF, FI et BF et ceci tout en restant à la portée des amateurs.

L'alimentation de ce récepteur, dont nous ne pouvons dire que le plus grand bien, est réalisée au moyen de trois piles sèches de 4,5 volts en série, placées dans le coffret ; voyons plus en détail cet appareil :

— les étages VHF : le transistor d'entrée T2028) est monté en base commune et son courant de collecteur est de l'ordre de 2 mA, valeur que l'on pourra vérifier et en jouant sur la résistance variable de 10 kΩ, éventuellement corriger cette intensité en décalant le point de fonctionnement. Le transistor mélangeur (T2029) est lui aussi monté en base commune ; l'injection du signal en provenance de l'oscillateur local se fait sur cette base, sur laquelle le découplage est volontairement supprimé ; il n'y a plus rien à dire de l'oscillateur local ni de son étage doubleur.

Etages HF et FI :

— quatre transformateurs accordés sur 4 MHz sont utilisés et il n'a pas été prévu de circuit de CAG ni d'antifading ;

— la détection est des plus classiques au moyen d'une diode au germanium ;

— l'ampli BF n'appelle aucun commentaire !

Si l'on désire utiliser des transistors au silicium tout en conservant les mêmes polarités, nous remplacerons le T2028 et T2029 par des 2N2905 par exemple, les AF114 et AF117 par des 2N2907, et toute la chaîne BF pourra utiliser des 2N2905A.

Merci encore à F 3 N Z et F 8 C V pour cette réalisation.

REALISATION D'UN CONVERTISSEUR 144-146 MHz

Pour l'écoute des bandes VHF et UHF dans des conditions satisfaisantes, la meilleure solution consiste à employer le procédé du convertisseur qui allie la grande facilité de réalisation à une bonne sensibilité et une excellente sélectivité, car : si l'on utilise un convertisseur de fréquence, suivi d'un récepteur (de trafic ou non), on réalise ainsi un double ou un triple changement de fréquence avec les critères que cela implique, à savoir : bonne sensibilité et excellente sélectivité et... facilité de réalisation de la platine VHF !

Si l'on dispose, par exemple, d'un récepteur décamétrique possédant deux changements de fréquences par lui-même, l'apport d'un

convertisseur extérieur (pour la réception des VHF) en fera une chaîne de réception à 2 + 1 = 3 changements de fréquence, d'où de remarquables performances.

Cette solution est adoptée par de très nombreux amateurs qui en tirent toute satisfaction ; simplicité et performances caractérisent ce procédé de réception.

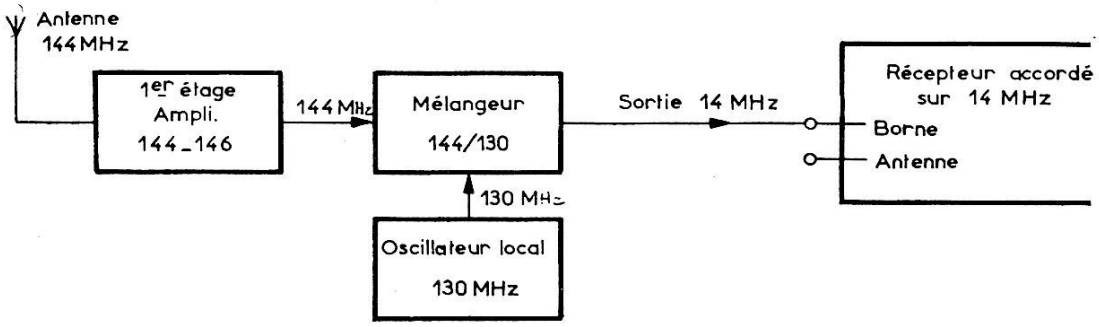


FIG. I-15

L'explication en est simple ; le schéma diagramme (cf. fig. I-15) montre que pour recevoir la bande 144-146 MHz par exemple, et disposant d'un récepteur recevant par lui-même la bande 14 MHz, il faut partir d'un étage d'entrée accordé sur 144-146 MHz ; un oscillateur local fonctionnant sur 144 — 14 = 130 MHz, fournira une tension stable en fréquence et en amplitude qui sera mélangée (par le circuit de mixage) au signal incident (et amplifié) à 144 MHz ; un battement de 14 MHz sera alors disponible et après amplification sera envoyé à la borne antenne du récepteur accordé sur cette fréquence de 14 MHz, et qui après traitement de ce signal (comme s'il s'agissait d'une émission à la fréquence de 14 MHz) ressortira la modulation BF. Pour le balayage de la gamme 144 à 146 MHz, deux solutions s'offrent à nous ; soit jouer sur la fréquence de l'oscillateur local à 130 MHz qui passera ainsi de 130 à 132 MHz afin que la fréquence de battement demeure égale à 14 MHz ; dans ce cas il ne sera pas utile de toucher au vernier de fréquence du récepteur accordé sur 14 MHz ; la seconde manière consiste à laisser l'oscillateur local fonctionner sur 130 MHz, *mais* à décaler le récepteur jusqu'à 16 MHz puisque le battement sera alors de 146 — 130 = 16 MHz ; l'avantage de cette seconde solution tient au fait que la fréquence de l'oscillateur local ne change pas ; elle peut donc être issue d'un oscillateur à quartz, beaucoup plus stable que n'importe quel oscillateur à basse fréquence variable ; l'inconvénient du montage à quartz tient à son tour au fait que l'on ne peut pas trouver (ou très difficilement) de quartz délivrant des VHF ; il faut donc, pour remé-

dier à cet état de fait, utiliser des quartz décamétriques et monter des doubleurs et tripleurs de fréquence, afin d'obtenir en fin de compte le signal à 130 MHz, ce qui implique une chaîne de deux à trois étages de circuits accordés et ce uniquement pour l'oscillateur local, mais la stabilité est excellente et les convertisseurs les plus sérieux sont conçus sur ce principe (cf. fig. I-16). Un autre avantage de ce procédé à quartz est de pouvoir (en jouant sur les harmoniques 2 et 3) trouver des quartz dans le commerce qui sont utilisés dans les bandes amateurs (exemple : pour la bande 7 MHz, prenons 7,2 MHz comme valeur de base), quartz facile à trouver ; un doubleur nous donne 14,4 MHz ; puis un tripleur fournit du 43,3 MHz et enfin un nouveau tripleur ressort du 130 MHz avec la grande stabilité du quartz.

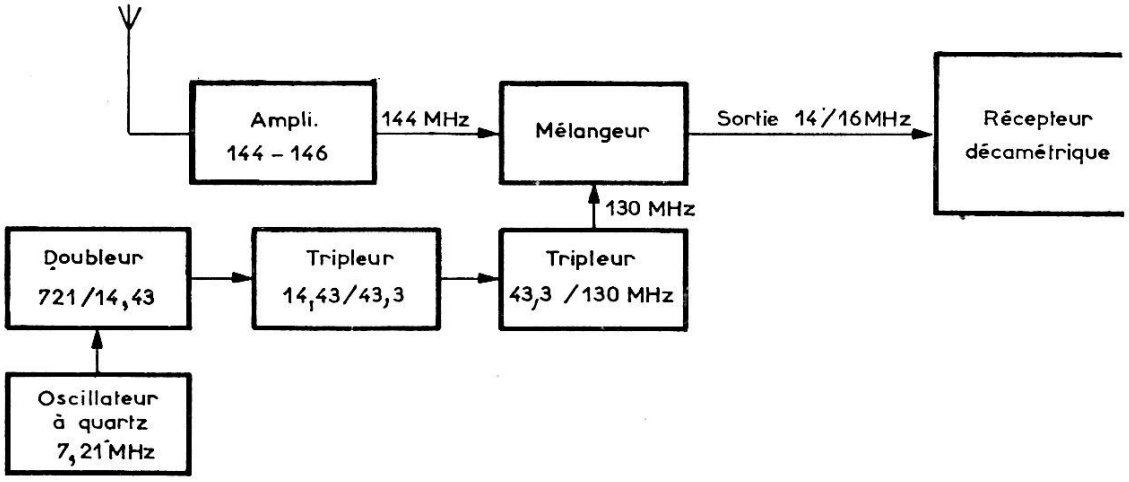


FIG. I-16

Si nous avions pris un quartz de 7,1 MHz, le doubleur donnerait : 14,2 MHz, puis le premier tripleur : 42,6 MHz et enfin une sortie sur 127,8 MHz ; pour recevoir la bande 144-146 MHz, il faudra que le récepteur soit accordé sur 144-127,8 = 16,2 MHz et jusqu'à 18,2 MHz. Cela ne doit pas poser de problèmes, car il est tout à fait possible d'utiliser un récepteur du commerce, possédant la gamme OC couvrant de 16 à 18 MHz, comme c'est généralement le cas.

Etude du schéma

Le schéma du convertisseur le plus simple et possédant un oscillateur local à fréquence variable (cf. fig. I-17) montre que trois transistors sont utilisés ; ils sont de type 2N2222 ou similaires ; l'étage d'entrée, accordé par un CO à fort « Q », reçoit sur sa base une tension sous faible impédance (prise au tiers sur la self) qui est ensuite

amplifiée et après un nouveau CO accordé sur 145 MHz appliquée à la base de l'étage mélangeur ; l'oscillateur local est monté en type « VFO » et la variation de fréquence est obtenue en jouant sur la valeur d'un petit CV de 10 à 12 pF, ce qui permet, compte tenu de la capacité résiduelle du CV, de balayer environ 2,5 à 3 MHz, d'où balayage complet de la gamme amateur 144 à 146 MHz.

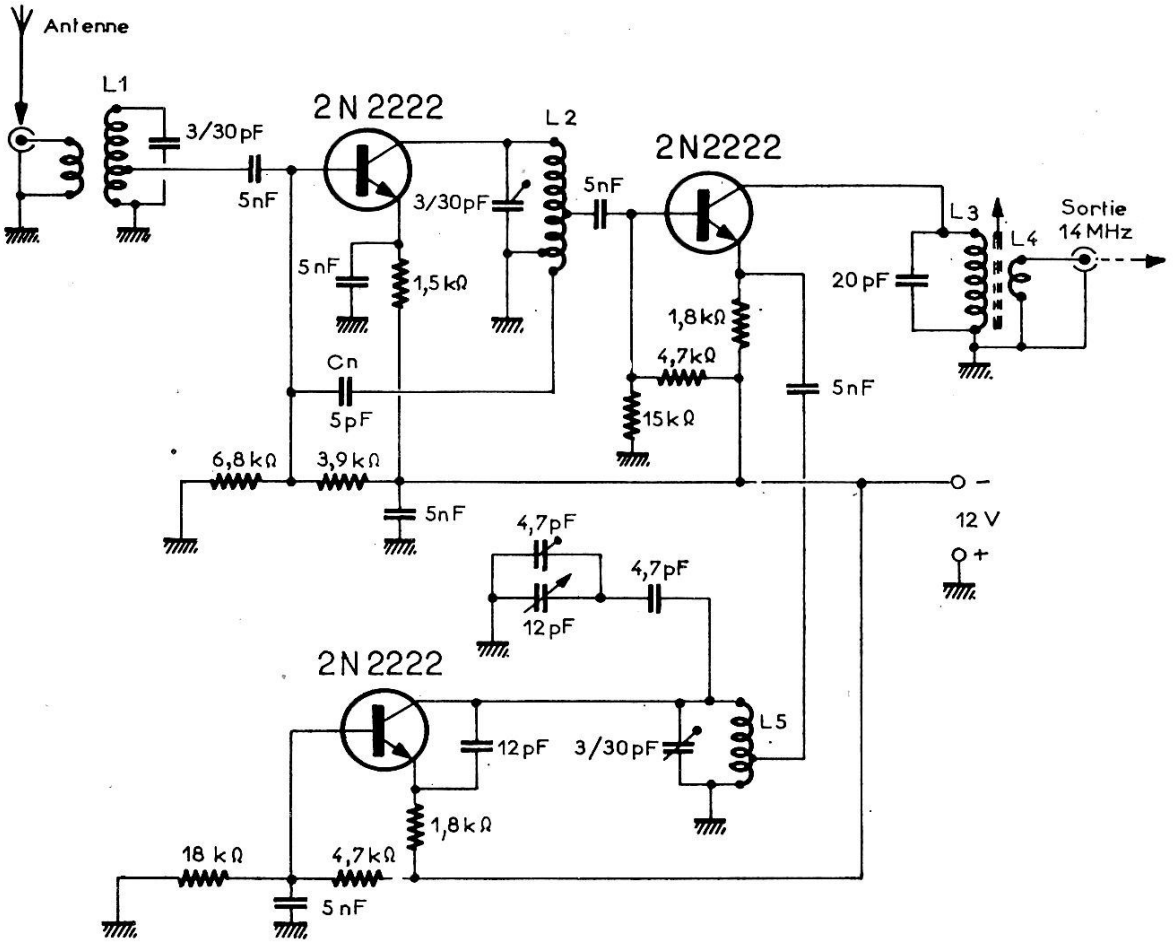


FIG. I-17

L'injection du signal de l'oscillateur local se fait au moyen d'une capacité fixe de 5 nF au niveau de l'émetteur de l'étage mélangeur.

La tension de battement sous 16 MHz en fréquence moyenne est prélevée au secondaire d'un circuit accordé, dont le primaire est inséré dans le collecteur du transistor de mélange.

Les caractéristiques des selfs sont les suivantes :

L_1 = 4 spires fil 10/10 mm sur mandrin de diamètre 8 mm. couplage d'antenne : 1 spire côté « froid ».

L_2 = 6 spires ; prise de masse à 4 spires du collecteur, prise de base du mélangeur à 3/4 spires de la masse, fil de 10/10 mm sur mandrin de diamètre 8 mm.

L_3 = 25 spires jointives fil 4/10 de mm sur mandrin de diamètre 8 mm, couplage : 5 spires bobinées en sens inverse, côté masse ;

L_5 = 4 1/2 spires fil de 12/10 mm sur mandrin diamètre 6 mm prise au 1/4 de spire maximum de la masse.

Une capacité de 5 pF de neutrodynage a été montée entre la base de l'étage amplificateur 144 MHz et l'extrémité de la bobine CO de collecteur, dont la prise de masse n'a pas été faite à l'extrémité comme c'est généralement le cas, mais deux spires avant, afin d'obtenir une certaine tension induite de réaction (en inversion de phase) ; ce neutrodynage est nécessaire pour éviter l'affaiblissement inévitable dû aux capacités parasites et internes des transistors.

Réalisation

La disposition des composants sur la carte imprimée (qui n'est autre, rappelons-le, qu'une carte standard avec des « straps » destinés à remplacer les différentes pistes) suivant la figure I-18 montre l'aération de l'ensemble pour lequel la miniaturisation n'a pas été, et ceci volontairement, poussée pour en faciliter la réalisation.

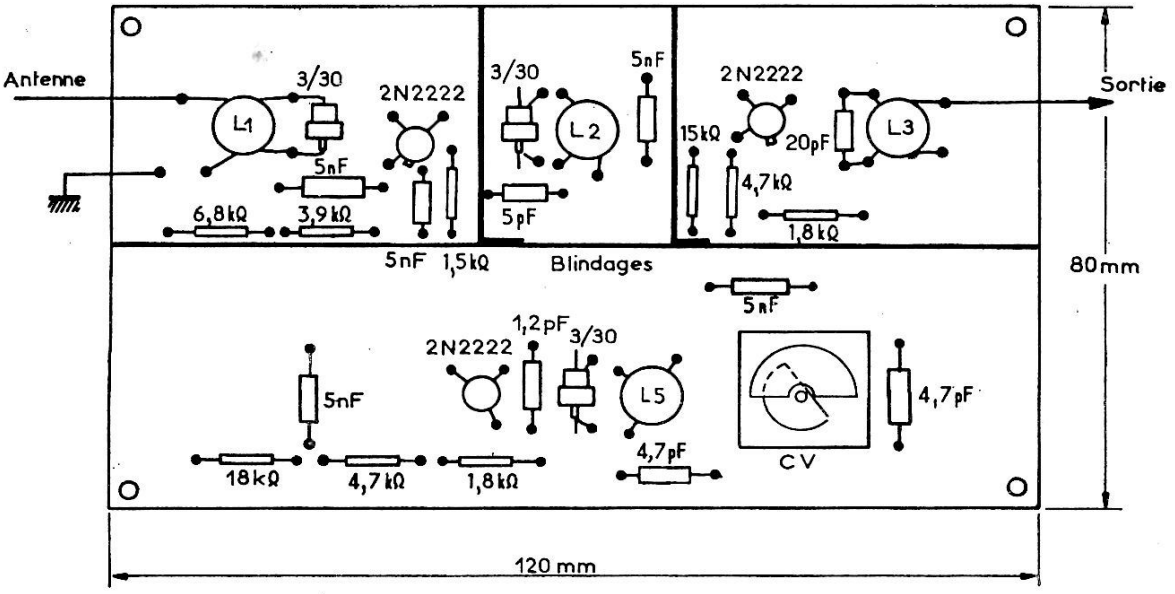


FIG. I-18

Des blindages en cuivre séparent les trois étages et évitent les interférences et accrochages ; ces blindages sont indispensables.

Le montage de cette carte et la disposition externe du convertisseur ainsi que son aspect extérieur (cf. fig. I-19) ne posent aucun problème. Présenté sous forme d'un petit coffret métallique, de dimensions réduites, sur lequel ne ressort que la commande du CV de l'oscillateur local, destiné à balayer les deux MHz de la gamme 144-146 MHz, une prise coaxiale à faible perte destinée au raccordement de l'antenne, une seconde prise de même modèle destinée au raccordement au récepteur décamétrique, et deux bornes correspondant au + et — 12 V de l'alimentation qui est avantageusement obtenue au moyen de piles ordinaires, la consommation du convertisseur étant très faible ; le faible bruit de fond procuré par l'alimentation offerte par des piles est un atout supplémentaire quant aux performances de cette chaîne VHF.

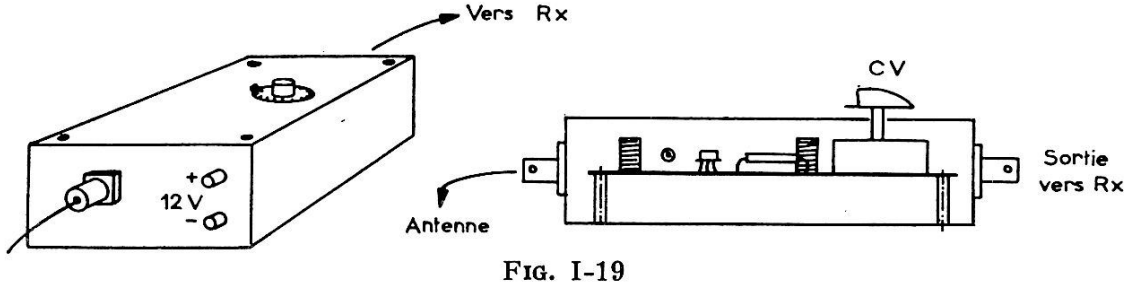


FIG. I-19

Il est important d'employer une bonne antenne, car le proverbe « ce que vaut l'antenne, vaut la station » est plus que jamais à l'ordre du jour et ceci d'autant plus que le niveau des parasites industriels et domestiques ne fait que croître chaque jour et il faut en contre-partie augmenter le rapport signal/bruit de fond en apportant un bon aérien à la station, c'est-à-dire une antenne bien dégagée et *bien accordée*. Si l'on désire améliorer les performances, deux possibilités :

a) Tout d'abord ajouter un préamplificateur 144-146 MHz qui sera intercalé entre l'antenne et l'entrée du convertisseur.

b) Remplacer l'oscillateur à fréquence variable par un oscillateur à quartz.

L'avantage apporté par le préamplificateur est celui d'une augmentation de sensibilité, celui qu'apportera l'oscillateur local piloté par quartz est celui de la stabilité et de la sélectivité.

Le préamplificateur

Le schéma du préamplificateur à large bande (cf. figure I-20) montre un transistor FET de type 3N141 de RCA (de technologie MOS-FET) commandé par un circuit accordé Le = L entrée, com-

portant 5 spires de fil 12/10 mm sur diamètre de 8 mm avec une prise à une spire de la masse pour l'arrivée de l'antenne, et accordée par un petit condensateur ajustable de 3 à 12 pF (miniature) ; le circuit de sortie est constitué par une bobine de 5 spires, même fil et même diamètre avec un enroulement de couplage de 2 spires, côté masse, destiné à la sortie vers le convertisseur ; là encore un condensateur ajustable de 3 à 12 pF miniature permet d'accorder au mieux en milieu de gamme (sur 145 MHz) le circuit LC. La polarisation du transistor est obtenue par un pont diviseur réalisé par deux résistances de 22 kΩ. découplées par une capacité de 10 nF ; la source du FET est alimentée par un circuit RC (100 ohms et 1,5 nF) qui retourne à la masse. Pour une tension d'alimentation de 6 V, le gain de ce préamplificateur est d'environ 10 dB ; le gain passe à 14 dB pour une alimentation de 9 volts, mais pour 12 volts, comme il est indiqué sur le schéma. le gain est de 16 dB, ce qui est très appréciable.

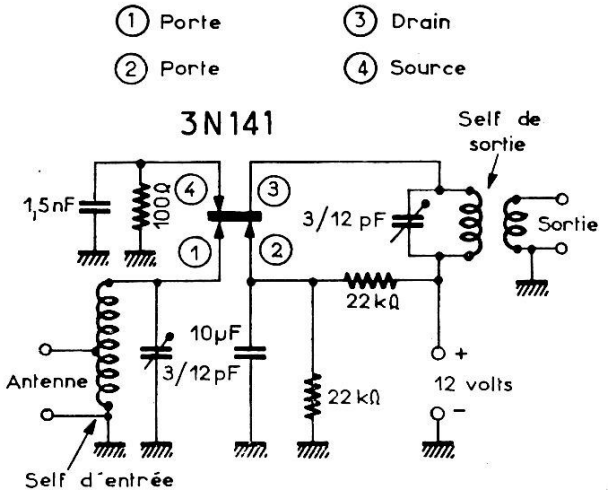


FIG. I-20

Le signal d'entrée est appliqué à la première porte, la tension de polarisation positive appliquée à la seconde porte, la source alimentée par le circuit RC et enfin le drain chargé par le CO de sortie. Nous devons ce circuit préamplificateur à notre ami F 5 S M ; qu'il en soit ici remercié. Les condensateurs de découplage devront être de bonne qualité pour ne pas affaiblir les performances de montage et le matériau de base servant à confectionner le circuit imprimé sera, de préférence, en verre époxy ; la bakélite est à proscrire.

La figure I-21 montre une disposition possible pour ce préamplificateur fort utile pour les récepteurs quelque peu déficients (ou mal disposés quant à leur antenne).

L'oscillateur à quartz

L'oscillateur local à quartz (cf. fig. I-22) utilise un quartz de 20 685 kHz facile à trouver chez les revendeurs de radio-téléphones (japonais entre autres) car cette valeur correspond à des quartz pour oscillateurs locaux de chaîne 27 MHz ; il est donc facile de se les procurer. Partant de cette fréquence : 20,685 MHz comme fréquence fon-

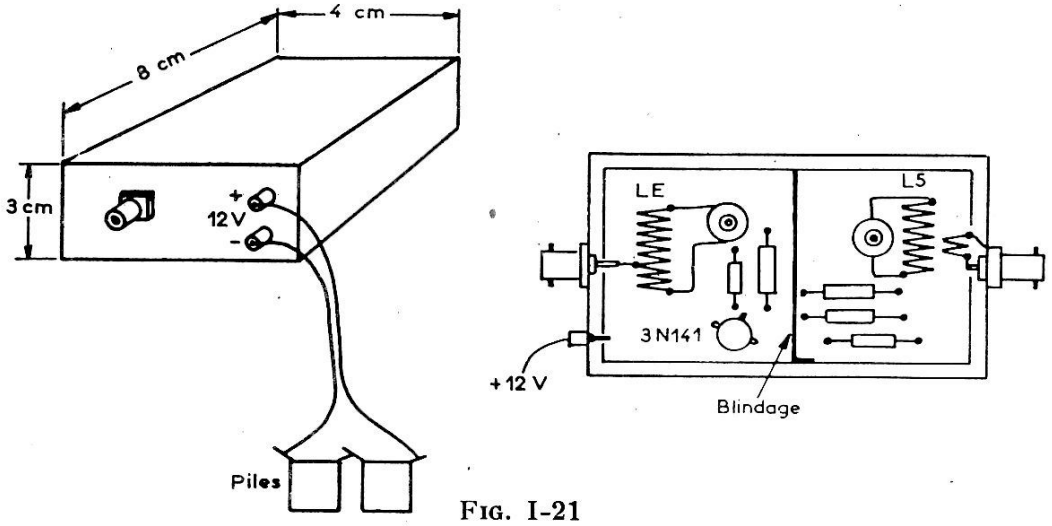


FIG. I-21

damentale, un tripleur nous donne : 62,055 MHz et un doubleur : 124,11 MHz comme fréquence à mélanger au signal incident ; un battement de 144 — 124 = 20 à 22 MHz pour balayer toute la gamme 144-146 MHz est disponible. Ainsi donc, au moyen de ce quartz disponible (et peu onéreux !) ce sera sur 20 à 22 MHz que le récepteur décamétrique recevra la bande VHF au grand complet.

Les trois transistors sont au silicium de type PNP 2N914 et la réalisation sous forme d'une petite carte de dimensions 6 × 15 cm environ, avec deux blindages séparant les trois étages, ne pose que le problème du soin à apporter au montage et la qualité du support de la carte (verre époxy si possible). Le réglage des trois CO se fait tout d'abord au grid-dip pour accorder sommairement les enroulements avec le noyau plongeur, la capacité d'accord étant fixe ; ensuite, la carte étant sous tension, on accouplera un mesureur de champ accordé sur 124 MHz en sortie et on retouchera légèrement à la position des trois noyaux jusqu'à obtention du signal maxi sur la fréquence de sortie 124 MHz, puis on reviendra légèrement en arrière, mais seulement sur le bobinage du premier étage (20,6 MHz) sans retoucher les deux autres enroulements ; ceci n'a d'autre but que d'éviter un éventuel décrochage du pilote, au cas où le réglage étant trop pointu, il y aurait risque de décrochage à chaque remise sous tension.

Il vaut donc mieux réduire le niveau de HF disponible, en ne se plaçant pas exactement au point maximum, mais légèrement avant, pour conserver une petite marge de sécurité ; combien d'oscillateurs décrochent pour avoir été réglés au plus juste !

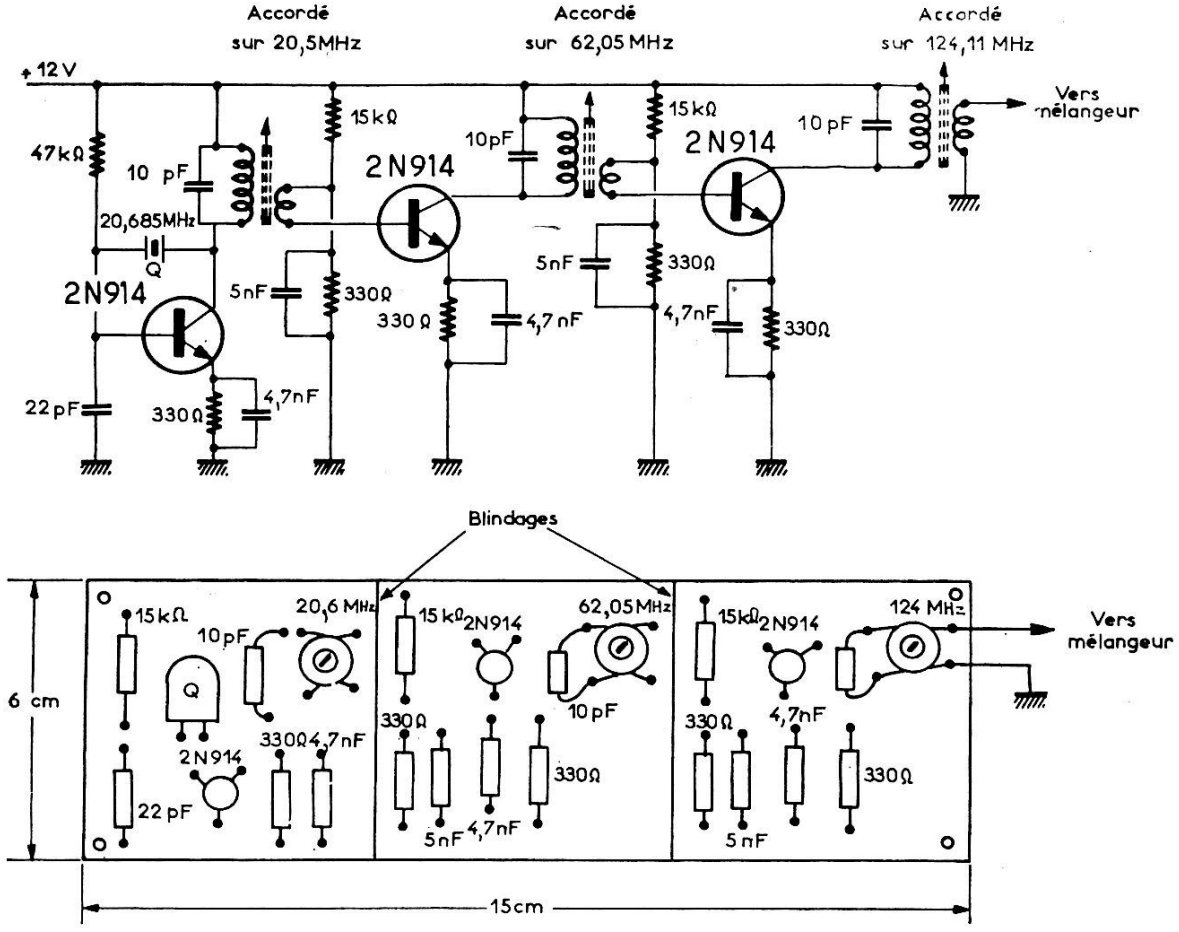


FIG. I-22

De toutes façons, point n'est besoin de disposer d'une tension HF importante ; il suffit d'avoir en sortie un signal bien stable en fréquence et d'amplitude constante ; il y aura intérêt, en outre, à blinder efficacement le bloc oscillateur du reste du convertisseur et c'est la raison pour laquelle nous le réalisons à part, sur une carte séparée pouvant être montée dans un petit coffret, à l'intérieur du convertisseur proprement dit. Les trois enroulements seront réalisés sur des mandrins à noyau plongeur de diamètre 8 mm avec du fil de 8/10.

Pour le premier étage : une vingtaine de spires avec un enroulement de 5 spires pour le couplage.

Pour l'étage N° 2, sur 62,05 MHz, une dizaine de spires et un couplage de 3 spires, et enfin pour le final sur 124 MHz, 4 spires et 1 spire de couplage.

Il y aura intérêt à bloquer au vernis HF d'une part le fil des bobinages sur les mandrins et d'autre part le noyau plongeur à la position occupée après réglages.

Ce genre de convertisseurs, qu'ils soient à quartz ou à VFO, peuvent être miniaturisés à l'extrême, et logés très facilement dans un coffret de station portable ou mobile et sur un véhicule la réception en VHF sera considérablement améliorée, par rapport à ce qu'elle serait avec un transceiver normal.

UN CONVERTISSEUR 144-146 MHz A FET AVEC SORTIE EN PETITES ONDES

Ce convertisseur est destiné à être utilisé conjointement avec un récepteur auto-radio (ou transistor du commerce) réglé dans la gamme PO ; son schéma au complet (cf. fig. I-23) montre l'emploi de six tran-

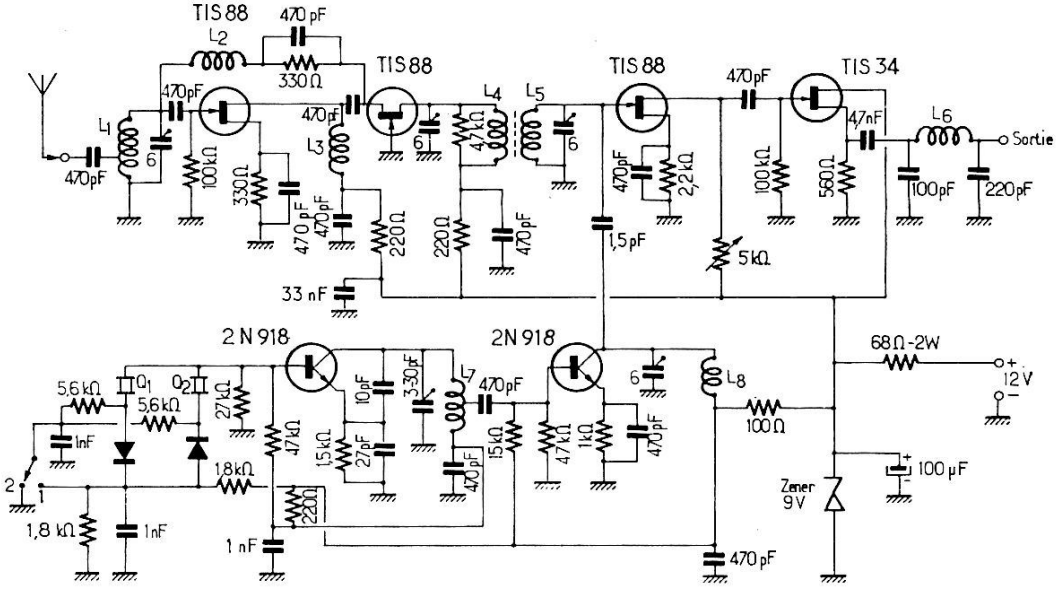


FIG. I-23

TABLEAU DES SELFS

L_1 = 7 spires fil 8/10 ∅ 8 mm prise à 2 spires
L_2 = 5 spires fil 4/10 ∅ 4 mm (neutrodynage)
L_3 = 5 spires fil 8/10 ∅ 6 mm
L_4 = 6 spires fil 8/10 ∅ 7 mm
L_5 = L_4
L_6 = 20 spires fil 6/10 ∅ 6 mm
L_7 = 15 spires fil 6/10 ∅ 6 mm
L_8 = 5 spires fil 8/10 ∅ 6 mm

sistors dont quatre transistors à effet de champ (appelés FET) de Texas Instruments ; les deux autres transistors sont des semi-conducteurs traditionnels de type 2N918 (Silicium en boîtier miniature To 18).

Le schéma se présente de la façon suivante : un étage préamplificateur d'entrée à haute impédance (TIS88) neutrodyné, suivi d'un second amplificateur monté avec sa porte à la masse, suivi de l'étage mélangeur puis de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (réglé en PO) ; un oscillateur à quartz (avec deux quartz et une commutation pour changer de canal afin de pouvoir balayer de 144 à 145 sur la position « 1 » et de 145 à 146 sur la position « 2 » sur le cadran PO du récepteur associé.

Un étage multiplicateur de fréquence permet de fournir un signal d'oscillation locale sous 143,4 MHz correspondant à un oscillateur à quartz fonctionnant sous 47,8 MHz (pour le canal 1, par exemple) : c'est donc un étage tripleur qui suit l'oscillateur et excite le mélangeur.

Le montage cascode des transistors FET à l'entrée permet de réduire le niveau de bruit ; de plus le circuit de sortie comporte un filtre en pi accordé sur une quarantaine de MHz afin d'isoler le récepteur des éventuels signaux gênants provenant de l'oscillateur travaillant dans cette gamme. Les différents bobinages (voir les caractéristiques sur la fig. I-23) sont bobinés « sur air » et des capacités ajustables à vis permettent de caler au mieux la fréquence de travail de ces bobines ; ce convertisseur, très astucieux, que nous devons à l'origine à F 9 4 D, donne de très bons résultats en mobile en association avec un récepteur auto-radio conventionnel ; son alimentation est tirée du 12 V (le — à la masse) et une diode zener (de 9 V) stabilise la tension d'alimentation, de telle sorte que le comportement du convertisseur n'a pas à souffrir des variations obligatoires de tension d'alimentation ; recommandons d'employer une résistance de 68 Ω - 2 W si possible, pour éviter tout échauffement de ce composant ; toutes les autres résistances seront des 1/4 de W et ceci sans problème ; de nombreuses capacités de découplage sont utilisées ; leur valeur est de 470 pF au mica ou en céramique.

Les dimensions du coffret dans lequel est inscrit le convertisseur sont d'environ : 120 × 60 × 40 mm.

UN CONVERTISSEUR VHF A FET, A FAIBLE SOUFFLE, SORTIE EN 28 A 30 MHz

Ce convertisseur de hautes qualités que nous devons à notre ami F 9 NT, utilise trois transistors FET, deux transistors conventionnels NPN et une diode zener de stabilisation de tension ; en outre, une seconde diode de protection évite tout risque de détérioration si l'on inverse la polarité de l'alimentation et ceci par inadvertance !

Ce montage (cf. fig. I-24) nous a toujours donné d'excellents résultats, en l'utilisant avec un récepteur de trafic en position 28 à 30 MHz ; il est piloté par quartz sur la fréquence de 38,6 MHz et un étage tripleur alimente le mélangeur en lui injectant du 116 MHz, qui par battement avec le 144 et le 146 MHz nous donne bien du 28 à 30 MHz.

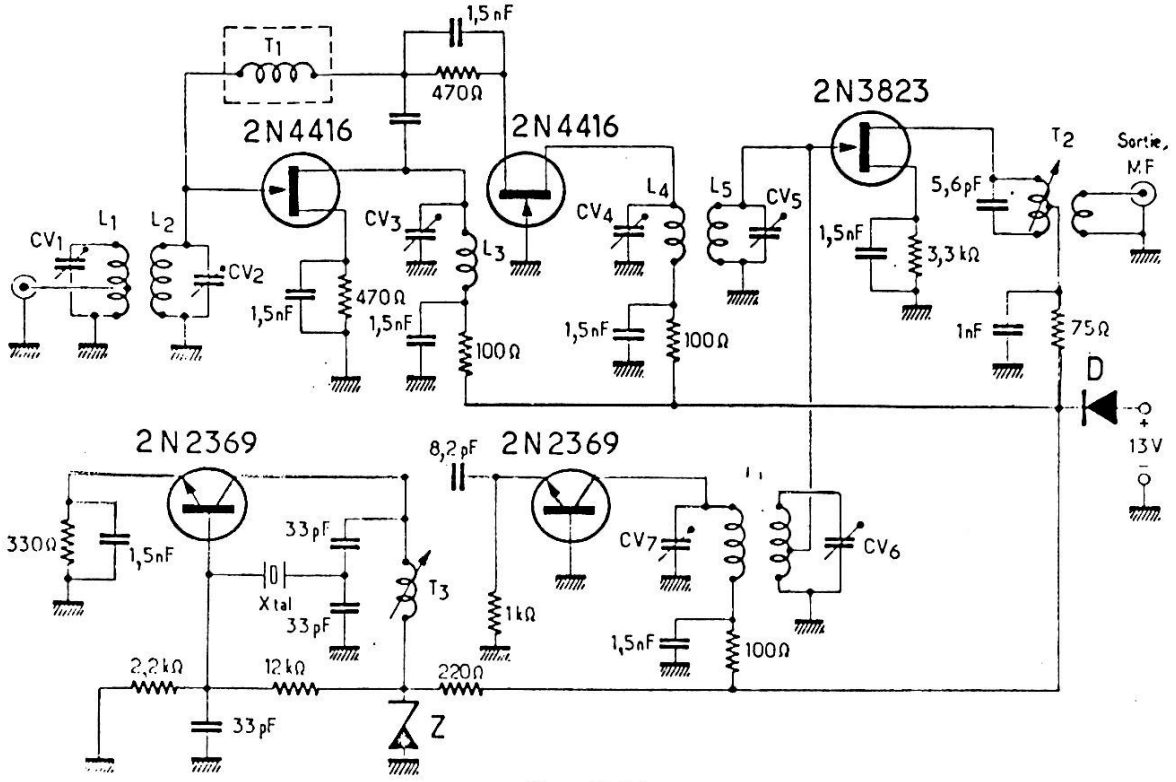


FIG. I-24

TABLEAU DES BOBINAGES

L_1 = 7 spires fil 8/10 mm ∅ 8 mm - prise à 2 spires
L_2 = 7 spires même fil et même diamètre
L_3 = 6 spires même fil et même diamètre
L_4 = L_3
L_5 = L_2
T_1 = accordé sur 116 MHz
T_2 = accordé sur 38,6 MHz
T_3 = accordé sur 29 MHz
$CV_{1-2-3-4-5-6-7}$ - 3/12 PF à air sur stéatite faibles pertes

Les deux transistors de la partie amplificatrice VHF sont des FET 2N4416 dont le montage « gate » à la masse du second réduit le niveau de bruit dans de larges proportions ; c'est un FET de type 2N3823 qui est utilisé en étage mélangeur, alors que l'oscillateur et l'étage tripleur utilisent des 2N2369. Un neutrodynage efficace est

monté sur le premier étage ampli VHF (bobine T_1 et circuit RC : 1,5 nF et 470 ohms) ; le gain global du convertisseur est de l'ordre de 27 dB pour un niveau de bruit d'environ 2,5 dB ; la bande passante de sortie et la bande passante à l'entrée (autrement dit : la bande passante du convertisseur ramené à l'entrée) est bien de 2 MHz (de 144 à 146 MHz avec moins de 3 dB d'affaiblissement ; la qualité et le rendement de ce convertisseur sont particulièrement exceptionnels et nous ne saurions trop le recommander en raison des résultats et des performances que nous en avons tirés !

Deux circuits accordés sur 144/146 sont couplés à l'entrée, avant d'exciter la gate du premier 2N4416 ; le transistor mélangeur reçoit en même temps sur sa gate le signal VHF amplifié ainsi que celui de l'oscillation locale ; le transformateur de sortie (T_2) est accordé dans le milieu de la bande des 10 mètres (de 28 à 30 MHz).

L'alimentation est obtenue au moyen de piles de 4,5 volts en série ou bien à partir de 12 volts (batterie) le — étant à la masse.

Des blindages isolent les différents étages entre eux et tout le convertisseur tient sur une carte imprimée en verre époxy de dimensions 70 × 140 mm dont la moitié exactement est réservée à la partie oscillatrice (35 × 140 mm). Les condensateurs ajustables de 3 à 12 ou 15 pF à très faibles pertes sont des modèles à air avec sorties spéciales circuits imprimés.

PREAMPLIFICATEUR 144 MHz SIMPLIFIE

Ce petit préamplificateur VHF, qui utilise un seul transistor FET de type 2N3823, est aussi simple à réaliser que ses résultats sont intéressants ; si votre récepteur VHF manque un peu de sensibilité ou si votre station est mal disposée, de telle sorte que les réceptions sont un peu faibles, montez ce petit module et placez-le entre l'antenne de réception et l'entrée du récepteur et vous verrez le résultat !

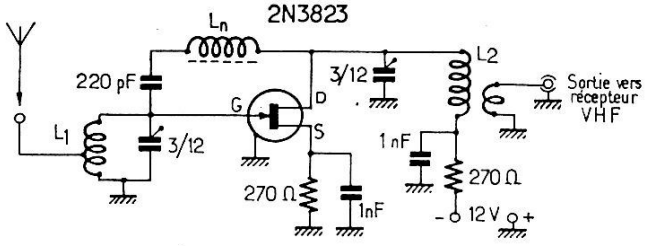


FIG. I-25

Nous l'avons monté sur une plaque de verre époxy de 10/10 mm d'épaisseur dans laquelle quatre trous de 3,5 mm ont été prévus pour sa fixation mécanique ; le schéma (cf. fig. I-25) montre le peu de com-

posants nécessités pour sa réalisation ; trois condensateurs fixes, deux résistances de 1/4 W, un transistor FET, deux capacités ajustables de 3 à 12 pF sur stéatite et air, enfin deux bobines VHF et un enroulement de neutrodynage ; les caractéristiques des bobines sont les suivantes :

L_1 = 7 spires de fil 0,8 mm diamètre 8 mm sur air, prise au tiers ;
L_2 = 5 spires de même fil et même diamètre, couplage : 2 spires côté froid ;
L_n = 5 ou 6 spires de fil 0,4 mm émaillé sur mandrin diamètre 4 mm avec noyau plongeur.

Le boîtier du transistor est à la masse et le montage ne présente aucune difficulté ; l'alimentation est obtenue là encore au moyen de

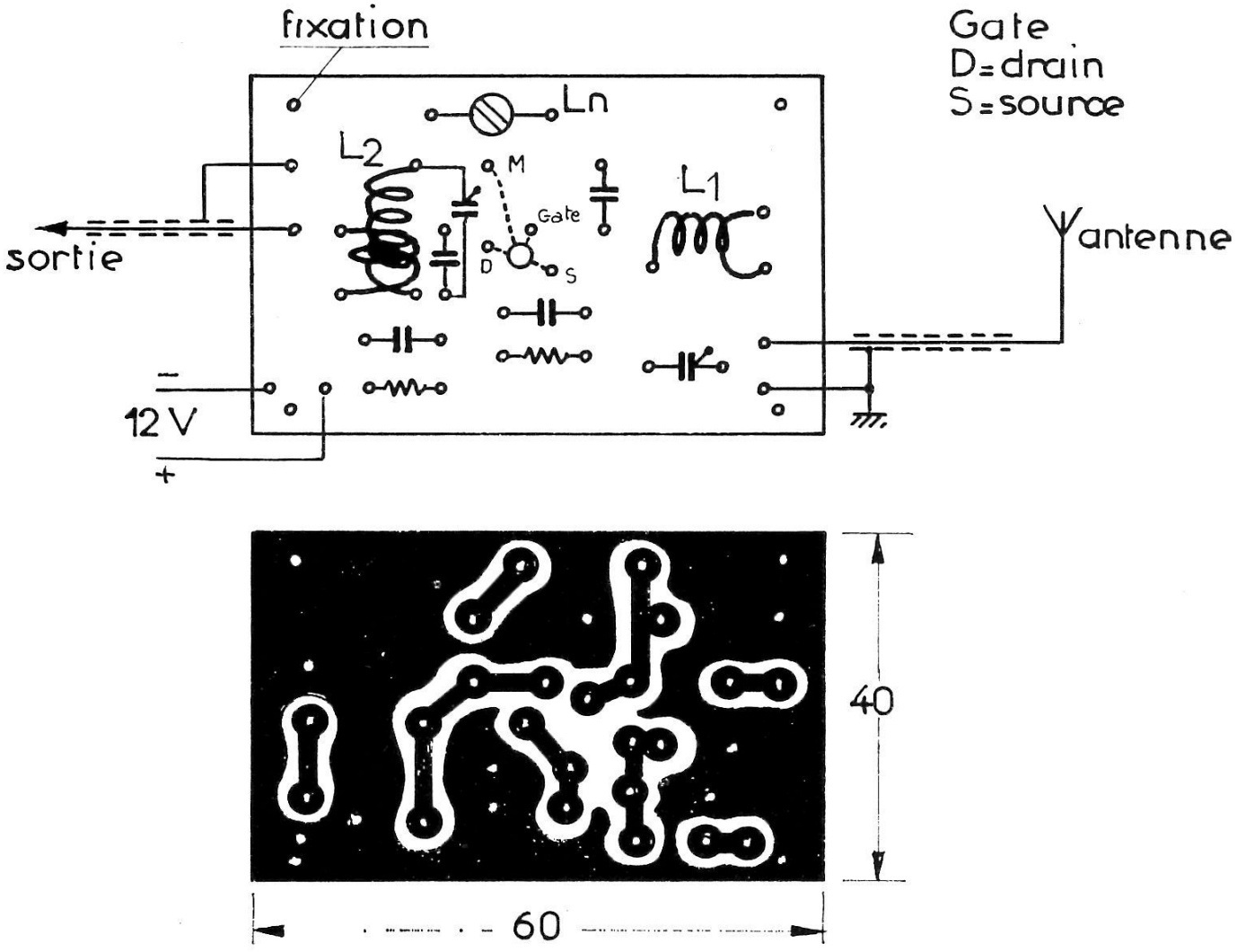


FIG. I-26

piles sèches de 4,5 V en série (entre 12 et 13,5 V, il n'y a pas de problème, mais en dessous de 9 V le niveau de bruit augmente, et au-dessus de 14 V il y a un déclenchement d'oscillations).

La disposition pratique du préampli (cf. fig. I-26) montre un circuit imprimé de dimensions 60 × 40 mm sur lequel tous les composants s'y retrouvent fixés ; on pourra s'inspirer de notre dessin de circuit imprimé comme de l'aspect du coffret métallique dans lequel nous avons fixé la carte imprimée ; afin de pouvoir utiliser à un endroit ou à un autre ce préampli, nous avons préféré le rendre totalement autonome et pour cela monter une prise d'entrée, une prise de sortie et une alimentation incorporée (qui dure très longtemps, compte tenu de la faible consommation de cet étage simple).

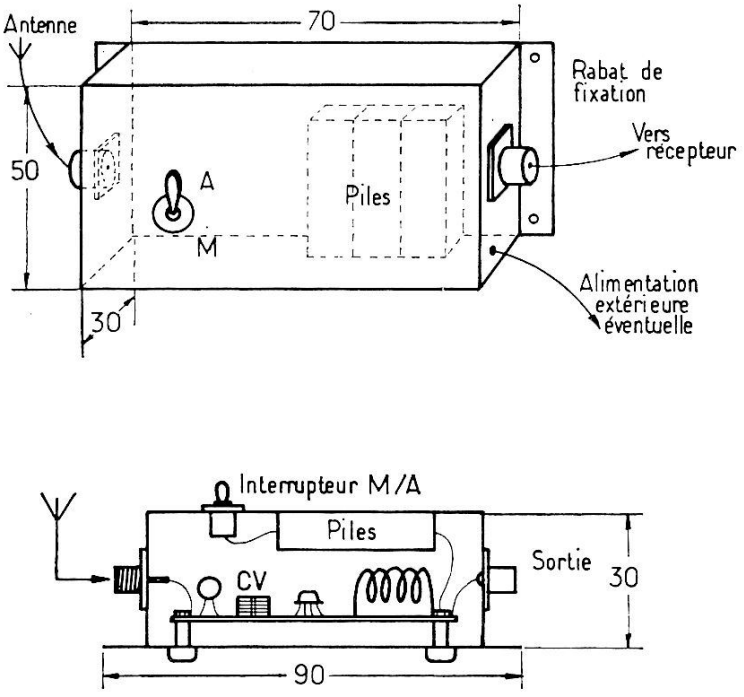


FIG. I-27

C'est donc un boîtier métallique de dimensions 70 × 50 × 30 mm avec deux rabats destinés à une éventuelle fixation ; à l'intérieur de ce coffret nous trouvons donc la carte imprimée tenue par quatre vis de 3 mm avec entretroises ; un logement minuscule pour la pile 9 V ou quelques éléments à 1,5 V, l'interrupteur « marche-arrêt », la borne d'entrée et celle de sortie qui ne sont autres que des prises coaxiales de bonne qualité (Radiall SO 239 pour l'entrée et BNC à encliquetage pour la sortie ; sous un volume fort réduit, ce préamplificateur à gain

non négligeable (18 dB pour le gain global et 6 dB de niveau de bruit) il reste donc en fin de compte un gain *utile* de 12 dB efficaces ; à titre indicatif, si l'on dispose de transistors FET du type TIS 88 (Texas) ou TIS 34 il sera également possible de les utiliser sans augmentation sensible du niveau de bruit.

UN PREAMPLIFICATEUR 144-146 MHz A FET A GAIN ELEVE (fig. I-28)

Faisant suite à un petit préamplificateur élémentaire (mais efficace !), le montage suivant utilise un dispositif analogue à celui du circuit d'entrée du convertisseur vu précédemment ; deux transistors de type 2N3823 ou TIS34 ou TIS88, etc..., donnent un gain de 20 dB pour un facteur de bruit de 3 dB, d'où un gain effectif de 17 dB ! ce qui est très appréciable ! quatre circuits accordés sur 144-146 MHz et un circuit de neutrodynage (L_n) sont à bobiner comme il est indiqué sur la figure I-28 ; quatre capacités ajustables sur stéatite avec l'air comme diélectrique (valeur de 3 à 12 ou 15 pF) sont nécessaires à la réalisation de ce montage dont les résultats sont d'autant plus apparents que le récepteur qui lui sera associé aura un mauvais rapport signal/bruit intrinsèque ; l'antenne sera branchée sur une prise au tiers de la bobine L_1 ; des blindages sépareront les circuits L_1, L_2 et L_3 et d'autre part L_3 et L_4 ; un circuit imprimé sur verre époxy de dimensions 110 × 45 mm supportera tous les composants ; une prise au tiers sur la bobine L_4 prélèvera la tension de sortie qui sera acheminée par un câble coaxial (longueur conseillée de 50 à 80 cm maximum) jusqu'au récepteur utilisé en VHF.

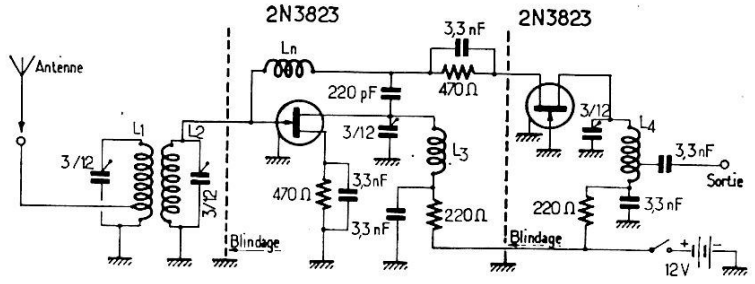


FIG. I-28

L_1 = 6 spires fil 8/10 ∅ 7 mm prise au 1/3
L_2 = L_1 mais sans prise
L_3 = L_2
L_4 = L_3 avec prise au 1/3
L_n = 10 spires 4/10 ∅ 4 mm avec noyau plongeur

Le réglage de la bobine L_n se fera en essayant d'obtenir le maximum de niveau à la réception tout en se plaçant juste avant l'accrochage et cet accord s'opérera en jouant sur la position du noyau plongeur de L_n.

Pour ne pas alourdir ce chapitre nous ne donnons pas d'autres schémas de convertisseur VHF mais au chapitre V, puis au chapitre VI nous en décrirons de nouveaux, associés à des équipements d'émission-réception mobiles ou portables/mobiles.

UN RECEPTEUR RADIO-GONIO SIMPLIFIE

Les amateurs de mobiles, qu'ils soient français ou étrangers souhaitent disposer de récepteurs simples leur permettant de repérer au moyen de la goniométrie des émetteurs et ceci au moyen d'un cadre très directif ; or, il n'est pas toujours facile de coupler un cadre en Ondes Courtes ou en VHF avec un récepteur, en conservant la sensibilité du récepteur et la directivité du cadre. En ce qui concerne le cadre à utiliser nous prendrons un cadre à 2 ou plusieurs spires pour un trafic en Ondes Courtes et un cadre à une seule spire mais symétrique (cf. fig. I-29) ce qui représente deux spires avec un point milieu ; celui-ci

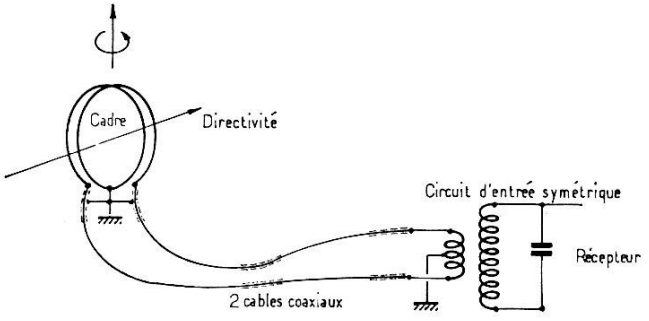


FIG. I-29

sera placé à la masse et chaque extrémité ira à l'âme d'un câble coaxial de telle sorte que le couplage au récepteur soit en montage différentiel, augmentant la directivité. La longueur de ces deux câbles placés parallèlement pourra atteindre 1 m ou même 1,5 m ; le cadre sera monté à l'intérieur d'un support plastique en forme de tore (ou d'anneau) de diamètre 35 ou 40 cm et fixé sur un axe vertical pourvu d'un dispositif lui permettant de pivoter afin de rechercher la direction de réception maximale ; si l'on utilise le récepteur tel qu'il est, même en liaison avec ce cadre gonio, la directivité demeure insuffisante et c'est la raison pour laquelle il convient de leur adjoindre un circuit de mesure,

par ailleurs fort simple (cf. fig. I-30) qui augmente la sensibilité du récepteur et par voie de conséquence la directivité de l'ensemble, la mesure au moyen d'un appareil gradué étant beaucoup plus fine que la simple mesure auditive !

Ce montage utilise deux transistors de type NPN 2N930 (mais l'on pourra fort bien utiliser d'autres transistors disponibles à la condition que leur coefficient d'amplification soit suffisant compte tenu de la faible tension d'alimentation (entre 9 et 12 V, le — étant à la masse il est excité par la tension de sortie BF du récepteur (prélevée après la

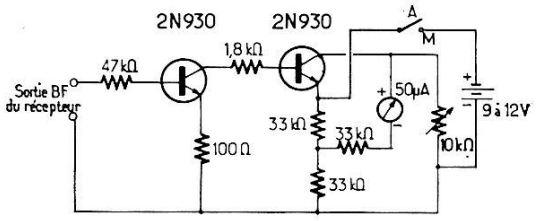


FIG. I-30

détection par exemple) et un montage en pont permet d'obtenir un certain tarage de l'appareil de mesure qui est un petit micro-ampèremètre de déviation totale 50 ou 100 µA à cadre ; il y a plusieurs possibilités d'utilisation : tout d'abord rechercher le niveau de signal maximum (le cadre étant dans l'axe de l'émetteur), mais si l'on place au contraire le cadre perpendiculairement à cette direction on obtiendra un niveau d'écoute *minimale*, et ceci avec une précision supérieure car une mesure de minima est dans ce cas plus fine qu'une mesure de maxima ! on pourra également utiliser une troisième méthode, consistant à mesurer la tension d'anti-fading car cette tension de CAG (contrôle automatique de gain) croît au fur et à mesure que le niveau d'écoute diminue ; notre dispositif de mesure utilisera si l'on veut la tension de contrôle de CAG et l'on augmentera ainsi la sensibilité et la directivité du montage radio-goniométrique.

Les deux transistors sont montés en amplificateurs ; la résistance ajustable de 10 kΩ permet de caler l'aiguille de l'appareil de mesure au centre de son cadran ; en faisant tourner le cadre de part et d'autre de sa position on obtiendra (avec un peu d'habitude !) la direction privilégiée correspondant à celle de l'émetteur, soit par une mesure de minima, soit par une seconde mesure de contrôle de maxima.

Ce dispositif pourra être utilisé pour des rallyes de « chasse au renard » très en vogue tant aux U.S.A. qu'en Allemagne de l'Ouest, que pour des repères de stations amateurs ou non, mais il pourra fort

bien convenir pour un emploi en navigation de plaisance pour repérer des positions de balises ou de radio-phares, pour tracer sa propre route sur une carte marine et vérifier les dérives ou les écarts de parcours.

En ce qui concerne le récepteur utilisé, il n'y a pas grand chose à en dire si ce n'est que l'on pourra utiliser un récepteur du commerce ou un récepteur de fabrication maison, à la condition qu'il dispose de la gamme correspondant à la fréquence des émetteurs que l'on recherche, que ce soit en HF (bandes chalutiers ou Ondes Courtes) en VHF (balises d'aéroport, tour de contrôle) ou les stations amateurs, métriques ou décamétriques. Dans le cas d'une utilisation sur navire, il sera bon d'adjoindre à l'équipement de mesure un compas magnétique afin de déterminer non plus une simple direction mais un cap exprimé en degrés par rapport au Nord magnétique, comme il est de règle en navigation.

Une petite alimentation stabilisée

Avec peu d'éléments nécessaires à sa réalisation, cette petite alimentation stabilisée nous permettra d'alimenter de nombreux appareils qu'ils soient des récepteurs, des émetteurs de faible puissance ou des équipements de mesure, afin de ménager la vie de nos piles lorsque le régime d'alimentation autonome n'est pas indispensable et notamment lors des mises au point au laboratoire.

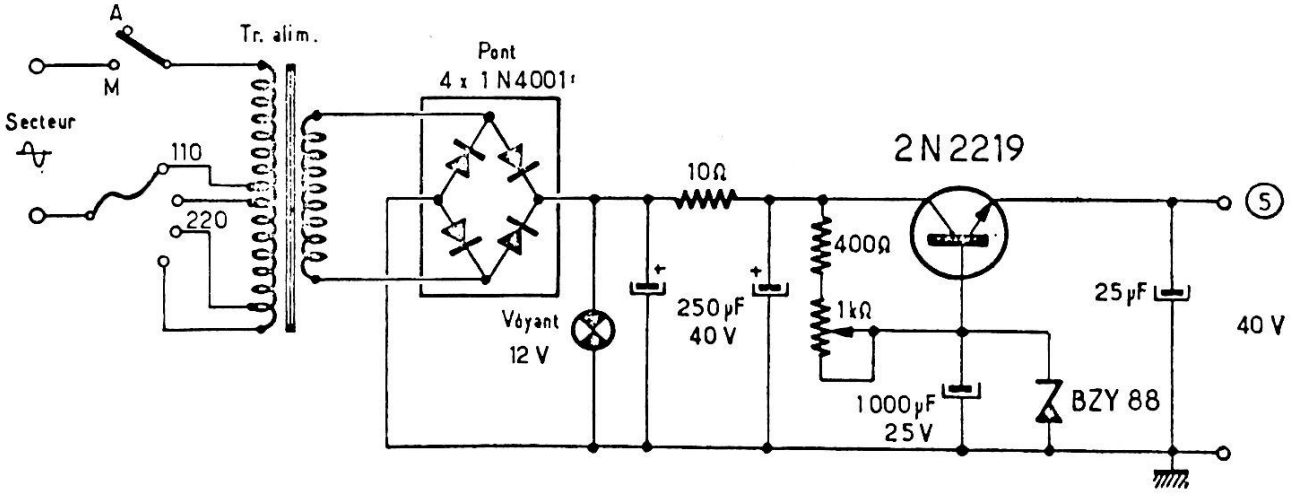


FIG. I-31

Le schéma de l'alimentation (cf. fig. I-31) est des plus simples puisqu'il n'utilise qu'un transformateur abaisseur de tension (secondaire : 15 V environ) suivi d'un pont de quatre diodes, puis un filtrage

sommaire, et enfin un dispositif régulateur de tension composé d'un transistor NPN au silicium de type 2N2219 muni d'un petit radiateur ; une diode zener stabilise le point de polarisation de la base du transistor « ballast » et l'on pourra faire varier quelque peu l'amplitude de la tension de sortie en jouant sur la résistance variable de 1 000 Ω ; réalisée sous forme d'un châssis de dimensions 60 × 130 mm en « U » inversé, cette alimentation offrira de nombreuses utilisations et compte tenu du faible prix de revient des éléments constituant on aura tôt fait de récupérer les quelques dizaines de francs et les moments consacrés à son montage !

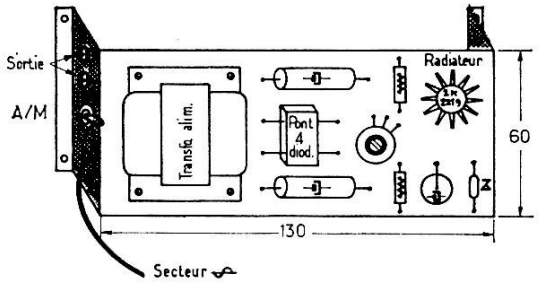


FIG. I-32

Des alimentations stabilisées plus élaborées seront étudiées dans les prochains chapitres, en association avec les stations mobiles ou portables.

CHAPITRE II

Les émetteurs mobiles

Dans ce chapitre nous voudrions étudier successivement une gamme de montages émetteurs transistorisés destinés à équiper soit des montages expérimentaux, soit de véritables petites stations de trafic amateur, soit enfin des émetteurs de puissance qui pourront être utilisés tant en station mobile qu'en station portable ou fixe.

Comme dans le chapitre précédent, nous avons voulu créer une progression dans la complexité des montages de telle sorte qu'en partant de circuits fort simples, nous en arrivions à des équipements élaborés capables de satisfaire les exigences du trafic amateur dans les meilleures conditions d'exploitation possibles.

Tout d'abord, et pour se familiariser avec l'emploi des transistors FET à l'émission, voici un mini-émetteur VHF (bande des deux mètres) utilisant deux transistors FET MPF102 pour la chaîne « radio » et deux transistors FET MPF103 pour la modulation en amplitude.

Le modulateur utilise donc un FET de type MPF103 comme préamplificateur de microphone et un second MPF103 en amplificateur de tension délivrant la tension de modulation destinée à moduler en amplitude le pilote de notre petit émetteur.

Ces quatre transistors FET's sont fabriqués par Motorola.

Le schéma de l'émetteur (cf. fig. II-1) donne toutes les valeurs des composants. Le pilote utilise un quartz shunté par une résistance de 100 kΩ ; c'est la « porte » du FET qui reçoit le signal du quartz ; la « source » est polarisée par une résistance de 1 000 Ω et découplée par une capacité de 22 nF. Le « drain » a comme charge un circuit accordé sur la fréquence du travail et le signal de sortie est prélevé directement à ses bornes ; un condensateur de 22 pF alimente en excitation le second étage HF, sur la « porte » qui est polarisée par une résistance de 100 kΩ et qui reçoit en outre le signal de modulation par un condensateur de 10 nF suivi d'une résistance de 22 kΩ. La « source » de l'étage amplificateur HF est polarisée par une résistance de 150 Ω et découplée par une capacité de 47 nF. Le circuit accordé

de sortie est monté dans le « drain » et la prise pour l'antenne piquée au tiers sur la bobine d'accord. Une petite antenne « fouet » complète l'émetteur.

Quant au modulateur, le microphone de type crystal, attaque la « porte » d'un FET de type MPF130, qui est polarisée par une résistance de 100 kΩ ; sa « source » est polarisée par une résistance de 4,7 kΩ et découplée par une capacité de 10 microfarads dont le moins va à la masse.

Une résistance de charge de 33 kΩ est montée dans le « drain » et le signal BF est prélevé sur ce dernier, puis va à un potentiomètre de 470 kΩ qui permet de doser le taux de modulation.

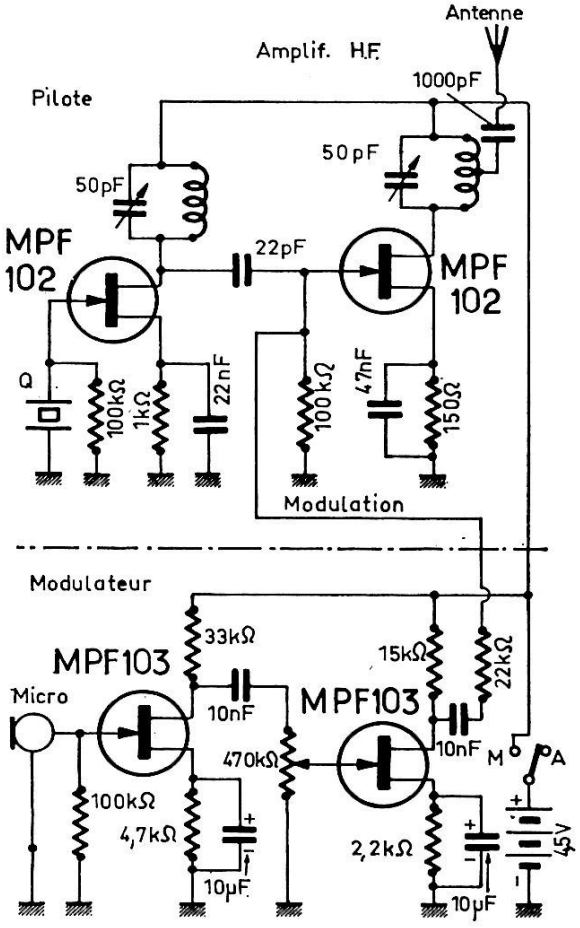


FIG. II-1

La « porte » du second MPF103 reçoit ce signal BF ; sa « source » est polarisée par une résistance de 2,2 kΩ et découplée par 10 µF dont là encore le moins va à la masse. La résistance de 15 kΩ sert de charge au « drain » et la BF sort du drain pour aller au pilote et moduler ainsi en amplitude notre petit émetteur.

L'alimentation de l'ensemble est réalisée au moyen d'une simple pile de 4,5 V dont le moins va à la masse et un interrupteur met hors de service tout l'ensemble quand il en est besoin.

Avec ce montage expérimental, il apparaît que les transistors FET's s'utilisent de la même manière que les autres semi-conducteurs, qu'il y a une « porte » que l'on peut considérer comme la « base » des transistors conventionnels, une « source » qui correspond à leur émetteur et un « drain » correspondant au collecteur.

Les FET's utilisés dans ce montage sont du type NPN, et la « source » est alimentée négativement par rapport au « drain ».

Mais il en est d'autres, de polarité inverse, de type PNP, tout comme « nos bons vieux transistors » !

TROIS PETITS EMETTEURS SIMPLIFIES (bandes 144 à 146 MHz)

L'apparition sur le marché de transistors de puissance HF et VHF au silicium permet la réalisation de petits émetteurs que l'on utilisera soit comme « walky-talky » (puissance inférieure ou égale à 100 mW) ou comme émetteurs de trafic (puissance pouvant atteindre 50 W pour des stations fixes avec alimentation sur secteur ou sur génératrice).

Ces émetteurs sont constitués de la même manière que les émetteurs à tubes ; ils comprendront généralement :

— un pilote (à quartz ou à fréquence variable) ;
— un ou plusieurs étages doubleurs ou tripleurs de fréquence ;
— un étage amplificateur de puissance ;
— un circuit destiné à accorder l'antenne d'émission à l'étage de sortie de notre émetteur.

La modulation s'effectue là encore soit par variation d'amplitude (AM) soit par variation de fréquence (FM).

Un schéma simple d'émetteur pour amateur est donné (cf. fig. II-2).

Il utilise un transistor OC171 au germanium comme oscillateur pilote ; il délivre directement par l'intermédiaire d'un enroulement de couplage le signal de sortie qui est appliqué à l'émetteur d'un second transistor OC171, monté en amplificateur de puissance avec base à la masse (en alternatif s'entend). Dans le collecteur de ce transistor est inséré un circuit oscillant qui permet d'une part d'accorder à la résonance notre amplificateur de puissance et d'autre part d'accorder l'antenne avec le meilleur rendement possible.

Afin de moduler cet émetteur, un transistor OC75 également au germanium, est utilisé en amplificateur basse fréquence, et donne à partir d'un microphone ordinaire un signal suffisant pour moduler correctement l'émetteur par la base du transistor « pilote ».

Ce montage est extrêmement simple et fonctionne parfaitement.

Le schéma donne toutes les valeurs des composants et l'alimentation s'effectue au moyen de deux piles de 4,5 V en série.

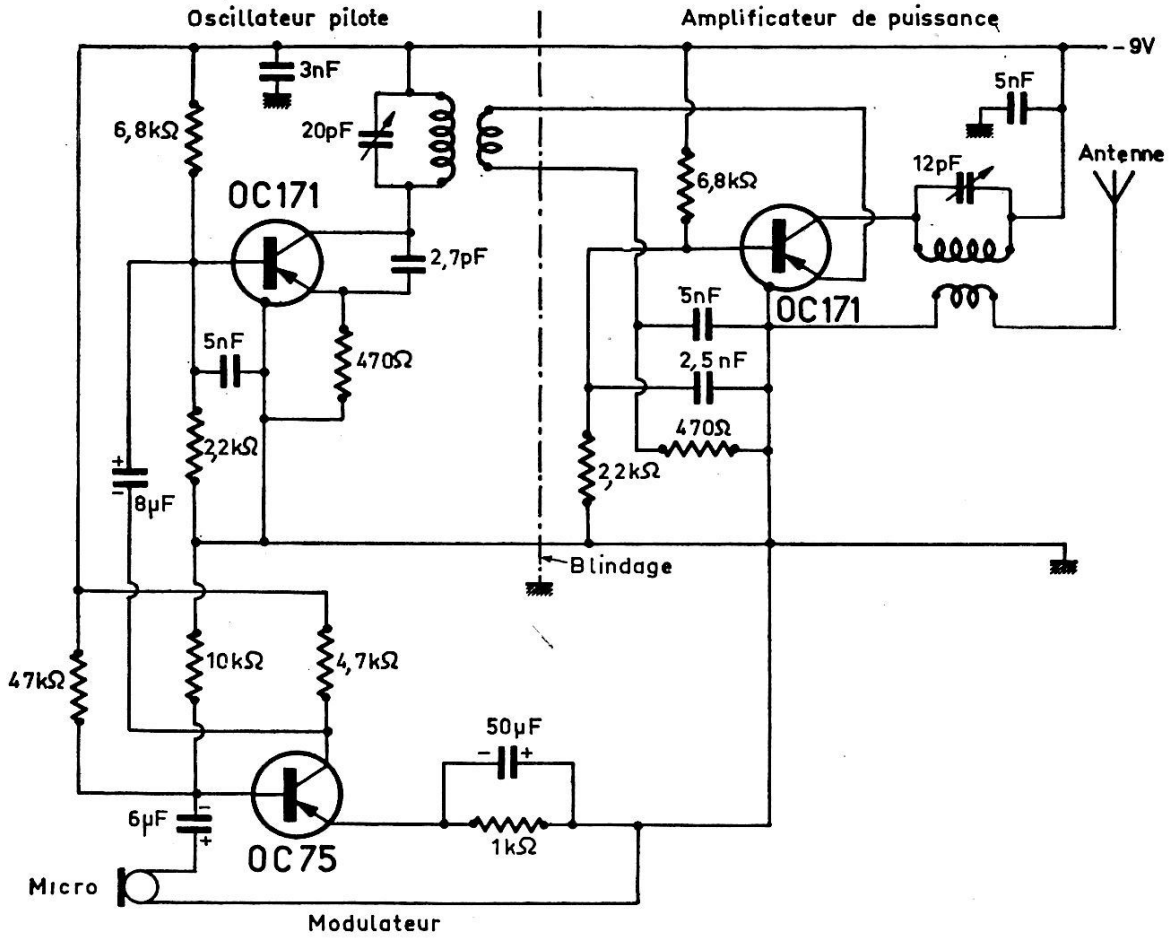


FIG. II-2

Un second montage émetteur à transistors, mais délivrant 1 W en sortie, alors que notre premier montage ne permet de « sortir » que de 50 à 100 mW, nous est donné figure II-3.

Trois transistors sont utilisés pour la chaîne VHF proprement dite ; faciles à se procurer et de prix modiques ces composants ne doivent poser aucun problème ! Un oscillateur à quartz avec un transistor AF114, suivi d'un étage préamplificateur avec un AF118, puis d'un étage amplificateur de puissance équipé d'un AFY19 suffisent à délivrer un bon watt, qu'un circuit en « pi » répartira au mieux dans l'antenne !

L'alimentation est faite en 13,5 V au moyen de trois piles de 4,5 V en série avec une consommation globale de l'ordre de 140 mA pour une puissance de sortie HF de 1 W. Le schéma ne comporte que des dispositions des plus classiques et très peu de composants, ce qui nous permet de réaliser un ensemble des plus réduits.

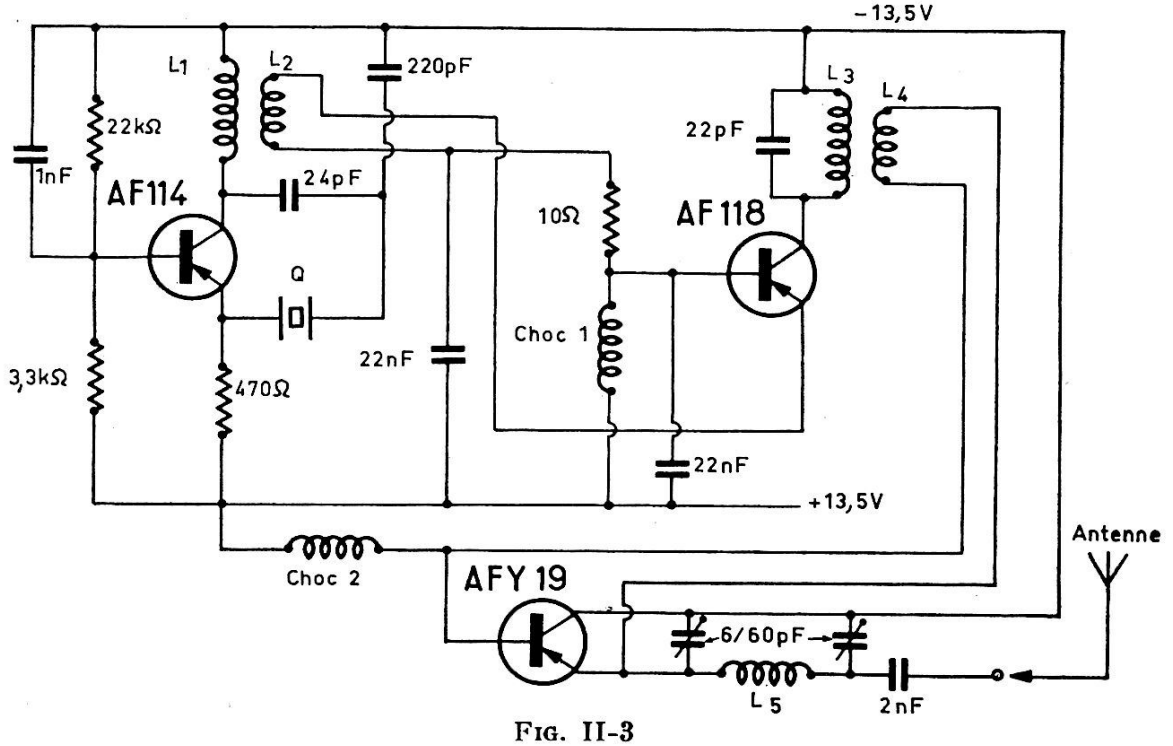


FIG. II-3

L'oscillateur est un montage à couplage capacitif sur le quartz, ce qui nous évite d'avoir à prélever une prise sur le bobinage.

Les bobines sont réalisées sur des mandrins à noyau plongeur, et cela nous permettra d'obtenir l'accord parfait à la résonance sans avoir à utiliser des capacités variables en parallèle avec les bobines tout en n'employant que des condensateurs fixes de valeurs aussi précises que possible. L'étage préamplificateur est monté en base commune, comme la grande majorité des montages amplificateurs HF ou VHF à transistors et le couplage à l'étage précédent se fait au moyen de deux spires ; là encore point de condensateur variable dans le circuit d'accord de sortie monté dans le collecteur. Par contre l'étage de sortie (dit « de puissance ») est monté en collecteur à la masse, ce qui a pour effet de pouvoir loger le transistor dans un refroidisseur massif fixé au châssis ; dans ces conditions l'échauffement du transistor est parfaitement négligeable. Le circuit de sortie utilise deux condensateurs ajustables (ce sont les deux seuls !) du type « à cloche » et de valeur 6 à 60 pF donnant une large gamme de réglage de charge et d'accord.

En dehors du réglage de ce circuit de sortie en « pi », le seul réglage supplémentaire de cet étage est celui de la self de neutrodynage (appelée choc 2) qui se fera en jouant sur la position du noyau de ce petit bobinage, pour avoir le maximum de HF en sortie pour l'intensité collecteur la moins élevée (de 120 à 125 mA) ; il sera également possible de jouer sur le nombre de spires de cette bobine, au cas où le réglage du noyau serait insuffisant.

A noter l'importance du neutrodynage de l'étage amplificateur de puissance (AFY19) car si le neutrodynage est par trop mauvais, il y a un mauvais rendement de l'étage et le transistor dissipe par lui-même la puissance qu'il a pour but de transmettre à l'antenne, d'où risque de détérioration par échauffement interne excessif de la jonction.

La modulation pourra se faire avantageusement au moyen d'un amplificateur BF délivrant de 700 mW à 1 W et attaquant soit la base soit l'émetteur du transistor AFY19 au niveau de la bobine choc 2 par exemple.

Enfin si l'on désire monter encore en puissance de sortie, il sera possible d'utiliser un transistor de puissance au silicium ainsi qu'il a été dit au début de ce texte ; ces transistors utilisent généralement la technique dite « inter-digitée » qui permet d'augmenter la surface de jonction en délimitant cette surface en forme de méandres.

Une plus grande intensité admissible au collecteur (jusqu'à 10 A et plus !) et une tension de saturation assez basse (0,2 V sous un courant de 2 A). Ces transistors sont actuellement disponibles à Paris sous de multiples marques dont nous ne citerons que Bendix et Texas Instruments qui emploient une technique dérivée de l'inter-digitée.

Un exemple d'étage de puissance délivrant 25 W à 72 MHz sous une tension d'alimentation de 28 V est donné (cf. fig. II-4).

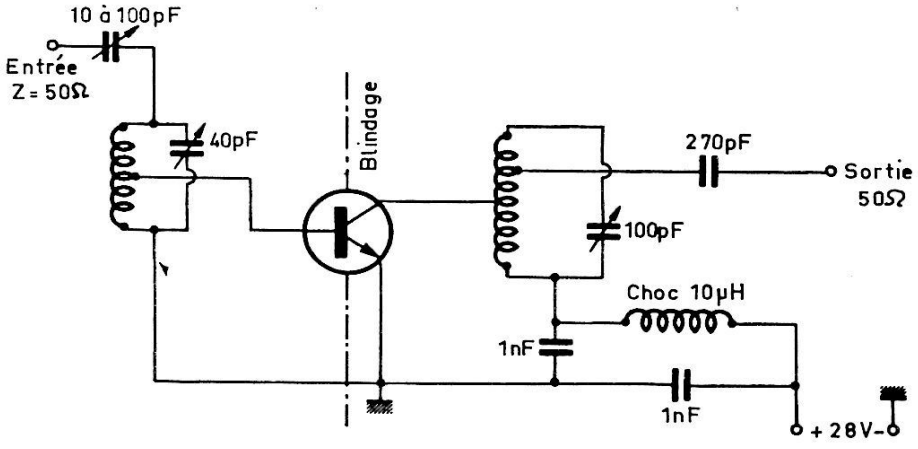


FIG. II-4

C'est un montage extrêmement simple et très efficace, mais la mise au point (neutrodynage notamment) doit être strictement conforme à la notice fournie par le constructeur et ceci pour chaque type de transistor, car ces transistors sont relativement chers et tout de même assez délicats ! Nous verrons plus loin le problème des transceivers et des émetteurs-récepteurs portatifs ou mobiles à transistors.

Mais avant d'entreprendre la réalisation des émetteurs-récepteurs dont nous venons de parler, il est bon de réaliser un dispositif simple de contrôle et de mesure qui facilitera grandement la mise au point des circuits d'émission VHF.

Tout d'abord, l'utilisation d'un mesureur de champ rend les plus grands services ; en effet, la déviation de l'aiguille du micro-ampèremètre est d'autant plus forte que le champ reçu par l'antenne de ce mesureur de champ est lui-même plus fort. Il est donc possible de régler les circuits d'accord de l'émetteur qui est en train d'être réalisé, en regardant l'aiguille du mesureur de champ, et en ajustant le réglage des circuits accordés de l'émetteur pour la déviation maximale du mesureur de champ.

La réalisation de ce dernier est des plus simples ; un circuit accordé, composé d'une bobine de trois spires (fil de 10/10) et un condensateur variable de 50 pF permet de faire des mesures dans la gamme 60 à 180 MHz ; une petite antenne (corde à piano de 50 cm de long) reçoit le champ à mesurer ; le circuit accordé permet de régler le mesureur de champ sur la fréquence de travail ; une diode OA85 ou similaire détecte le signal HF ou VHF prélevé sur la bobine d'accord (prise au tiers) et transmet au micro-ampèremètre le signal à basse fréquence, si la porteuse est modulée ou une tension continue proportionnelle à la porteuse si cette dernière ne l'est pas. Un potentiomètre de 10 000 Ω monté en résistance variable permet de réduire la déviation de l'aiguille indicatrice si le signal est par trop fort ; une capacité de 100 pF découple la HF à l'entrée du micro-ampèremètre et une capacité de 500 pF découple la BF à sa sortie.

Une prise type « jack » permet soit d'utiliser un casque d'écouteurs pour l'écoute de la modulation reçue par le mesureur de champ, soit de faire une lecture directe et simple, sans contrôle auditif ; les écouteurs devront avoir une impédance d'environ 2 000 Ω. L'utilisation d'un micro-ampèremètre de 50 µA permet de faire des mesures d'une grande sensibilité, mais il est parfaitement possible d'employer un milliampèremètre de déviation totale de 1 à 5 mA, mais la sensibilité en souffrira.

Il est relativement facile de trouver dans le commerce des micro-ampèremètres de 50 µA de déviation totale, et ceci pour un prix des

plus modiques. La sensibilité et le bon usage de cet appareil sont à ce prix. Il est important, d'autre part de réaliser la bobine d'accord avec un maximum de soins et d'utiliser un condensateur variable de très bonne qualité de telle sorte que le coefficient de qualité de ce circuit d'accord soit le plus élevé possible.

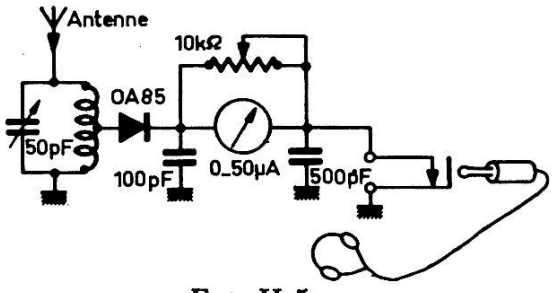


FIG. II-5

Le schéma de ce mesureur de champ (cf. fig. II-5) ne pose aucune difficulté.

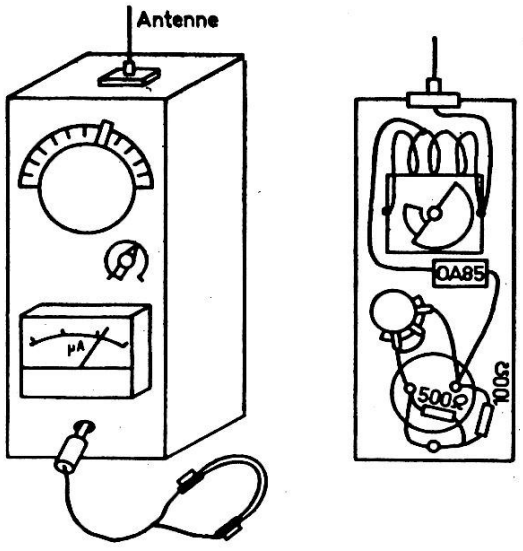


FIG. II-6

L'aspect extérieur et le câblage intérieur (cf. fig. II-6) montrent une petite boîte dont les dimensions sont approximativement de : 200 × 80 × 50 mm.

Lors du montage, et lors du premier essai, si la déviation de l'aiguille tend à se faire à l'envers, il y a lieu tout simplement de renverser le sens de la diode, ou d'inverser les deux fils d'arrivée au galvanomètre.

Un mesureur de champ plus perfectionné (cf. fig. II-7) est basé sur le même principe que le premier, mais en insérant un étage amplificateur à un transistor. Le type de transistor choisi est un OC44, mais il est tout aussi possible d'employer un transistor pouvant être monté en amplificateur sur bandes métriques (100 MHz).

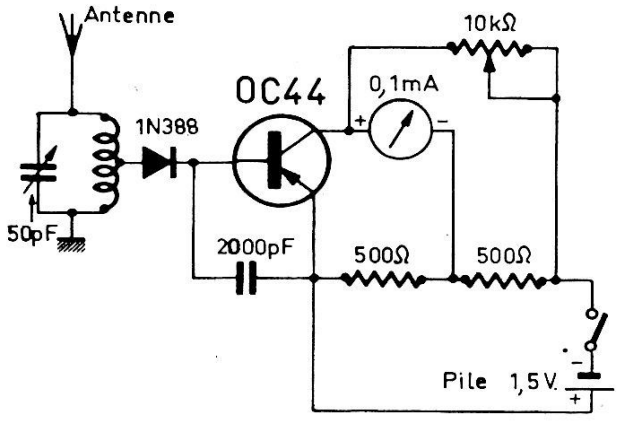


FIG. II-7

Là encore, un potentiomètre de 10 000 Ω est monté en résistance variable et permet de doser la sensibilité de lecture de notre mesureur de champ. Une pile de 1,5 V alimente l'étage amplificateur et un interrupteur coupe cette alimentation en dehors des heures de service.

La diode utilisée dans le second montage est du type 1N388 ou similaire. Attention ! lors des soudures des pattes du transistor et de la diode, ne pas trop chauffer ces composants qui sont relativement sensibles aux excès de température. Souder avec un fer très chaud, mais rapidement et sans y revenir !

UN PREAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR FET POUR MICRO A HAUTE IMPEDANCE

Les microphones les plus largement répandus dans les stations d'amateurs sont encore les modèles de type piézo (à haute impédance) qui présente l'avantage d'un faible prix de revient, d'un niveau de sortie relativement élevé et ceci avec une qualité de reproduction sonore acceptable; si l'on utilise un préamplificateur à transistors avec un micro de type piézo, il apparaît immédiatement un problème : l'adaptation des impédances ; en effet, la haute impédance du micro s'adapte mal (et avec une forte atténuation) à l'entrée d'un amplificateur transistorisé (entré sur la base notamment), alors que faire ?

Les transistors à effet de champ (FET) présentent cette particularité d'avoir une forte impédance d'entrée (plusieurs MΩ), mais une impédance de sortie relativement basse (analogue à celles des transistors conventionnels) ; c'est la raison pour laquelle il est apparu intéressant d'employer des transistors FET comme éléments de préamplificateurs BF et de les faire suivre par un ou plusieurs transistors NPN ou PNP des plus classiques ; notre montage (cf. fig. II-8) utilise donc un FET de type EC300 comme premier étage, suivi d'un 2N3390 comme amplificateur de tension. L'entrée s'effectue sur la porte du FET au moyen d'un potentiomètre de 1 MΩ log permettant de doser le gain de ce préampli ; une capacité fixe de 1 µF arrive sur la porte dont l'impédance est de l'ordre de 10 MΩ ; la source est polarisée et découplée (1 kΩ et 64 µF) et le drain se trouve chargé par une résistance de 2,7 kΩ ; la capacité de liaison de 10 µF excite la base du transistor 2N3390 qui est polarisée par un pont diviseur (220 kΩ et 27 kΩ) ; son émetteur est polarisé par 560 Ω et découplé par une capacité de 64 µF ; la charge de collecteur (2,7 kΩ) et une capacité de sortie (10 µF) complètent ce montage fort simple ;

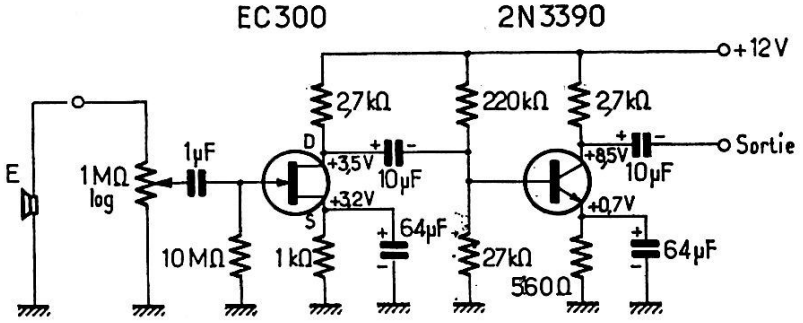


FIG. II-8

Le gain du préampli est de l'ordre de 2 000 en tension et c'est la raison pour laquelle il est nécessaire de doser la tension d'entrée pour ne pas risquer de saturer l'étage de sortie ; l'alimentation en 12 V, le — étant à la masse ne pose aucun problème et dans de nombreux cas, nous trouverons l'emploi d'un tel préampli et notamment dans les émetteurs miniatures mobiles pour lesquels la place sera limitée et le niveau de sortie du microphone tel qu'il sera indispensable de l'amplifier pour exciter le modulateur (qui n'est autre qu'un amplificateur de puissance).

A titre indicatif, nous avons mesuré les tensions que l'on doit trouver entre les différents points du montage et la masse ; ces valeurs apparaissent sur la figure II-8 ; elles ont été relevées au moyen d'un voltmètre électronique à forte résistance interne (plusieurs MΩ).

UN EMETTEUR DE 28 MHz (bande des 10 mètres) DE 5 WATTS

Cet émetteur transistorisé de cinq watts a été conçu pour réaliser du trafic amateur dans la bande 28 MHz ou bande des dix mètres, et ceci en mobile, avec la batterie du véhicule pour toute alimentation ; il serait facile d'utiliser cet émetteur dans la bande des 27 MHz (bande des radiotéléphones) mais cela implique des autorisations spéciales qui dépassent le cadre de ce livre ; nous nous réserverons donc au trafic dans les bandes amateurs à l'exclusion des bandes réservées au trafic professionnel.

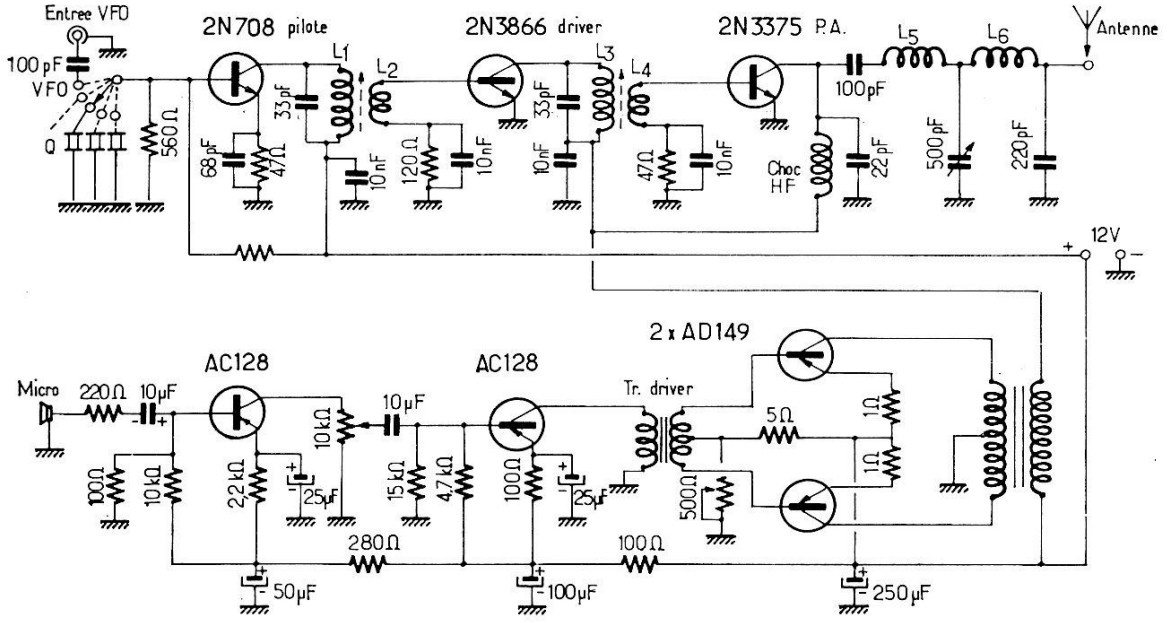


FIG. II-9

Le pilote de cet émetteur utilise un transistor 2N708, piloté par quartz (un ou plusieurs canaux) avec la possibilité d'être piloté par un VFO externe ; un étage driver (2N3866) suivi d'un étage de puissance (2N3375) complète la chaîne HF ; la sortie antenne est accordée au moyen d'un circuit en « pi » destiné à adapter au mieux l'impédance de l'aérien et de son câble de liaison à l'impédance de l'étage de puissance. Le modulateur utilise quant à lui un transistor AC128 comme amplificateur de tension, suivi d'un étage driver (AC128) et un étage de puissance BF (push-pull de deux AD149) qui est largement suffisant pour donner un taux de modulation de l'ordre de 95 % et même d'avantage. A noter que les transistors HF sont de type NPN alors que les transistors BF sont de type PNP. La modulation en amplitude est

appliquée conjointement à l'étage driver et à l'étage de sortie de telle sorte que l'effet de modulation est très efficace ; les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

L_1 = 12 spires de fil émaillé 0,3 mm diamètre 8 mm avec noyau plongeur ;
L_2 = 3 spires de même fil couplé côté froid ;
L_3 = identique à L_1 ;
L_4 = identique à L_2 ; couplée côté froid ;
L_5 = 10 spires de fil 1,2 mm diamètre 10 mm ;
L_6 = identique à L_5 ;
Self de choc HF = 80 spires de fil émaillé 0,3 bobinées jointivement sur diamètre de 8 mm.

Le modulateur ne présente guère de difficultés ; le transformateur driver comme le transformateur de sortie proviennent de chez Audax : réf. TRS101 pour le driver et TR154 pour la sortie du modulateur. De solides découplages au moyen de capacités chimiques de fortes valeurs équipent la platine BF et le niveau de modulation est dosé au moyen d'un potentiomètre de 10 kΩ placé à la sortie du transistor préamplificateur.

Le schéma de cet émetteur (fig. II-9) donne toutes les valeurs des composants ; les quartz utilisés tomberont de préférence dans la gamme 28 MHz et indépendamment des cinq canaux préréglés nous pourrons disposer d'un VFO extérieur délivrant une cinquantaine de mW si besoin est.

Le montage VFO proprement dit n'a pas été incorporé dans cet ensemble émetteur afin de simplifier au maximum, mais nous allons décrire ci-dessous un dispositif VFO capable d'exciter correctement notre émetteur de 5 W HF.

UN V.F.O. A TRANSISTORS

Celui-ci est des plus simples, puisqu'il n'emploie que deux transistors très répandus : deux PNP de type 2N2905 et 2N2907 ; un seul circuit accordé dans la gamme 28 MHz une bobine L qui aura 15 spires de fil 8/10 mm diamètre 10 mm accordée par un CV de 25 à 50 pF de très bonne qualité (sur stéatite) ; quelques capacités au mica de préférence et des résistances de 1/4 W compléteront ce montage. Le VFO sera blindé pour éviter toute interférence et la fixation de la bobine L et celle du CV seront tout particulièrement soignées ; la sortie allant vers l'émetteur sera réalisée au moyen d'un câble coaxial de 50 ou 75 Ω d'impédance, et de longueur inférieure à 80 cm si possible.

L'alimentation de l'appareil enfin sera prélevée sur celle de l'émetteur, c'est-à-dire en fin de compte sur la batterie 12 V de la voiture ; compte tenu de la faible consommation du VFO, il ne serait pas mauvais d'utiliser des piles de 4,5 V en série (quitte à obtenir non plus 12 V mais 13,5 V) mais au prix d'une meilleure stabilité en fréquence due à une constance de la tension d'alimentation qui ne serait plus tributaire ni des variations de tension de la batterie ni des fluctuations éventuelles de diverses natures.

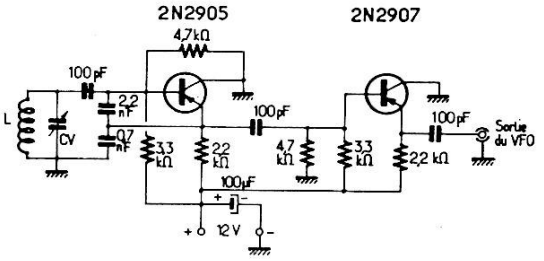


FIG. II-10

A titre indicatif ce VFO a une consommation qui est de l'ordre d'une dizaine de mA, ce qui est très peu de choses si l'on utilise des piles de lampe de poche dont la durée de vie ne sera pas une cause de soucis !

Allant plus avant dans l'élaboration de montage destinés à l'émission en mobile, nous allons aborder certains dispositifs de puissance permettant réellement un trafic sérieux compte tenu de la puissance mise en jeu ; successivement, un émetteur de 18 W, un second de 25 W pour les bandes VHF, vont être étudiés, discutés et réalisés.

UN EMETTEUR DE 18 W, EN VHF, ALIMENTE EN 12 V (fig. II-11)

Particulièrement indiqué pour des liaisons radio-téléphoniques en « mobile », cet émetteur VHF est alimenté directement par la batterie 12 V au véhicule, et ceci sous une intensité de 2 A.

Les transistors qui équipent cet ensemble, répondent exactement aux exigences des réalisations d'émetteurs mobiles ou fixes, que ce soit en étages de puissance intermédiaires ou en final.

Le transistor BLY61, qui équipe le premier étage amplificateur de puissance a un boîtier du type TO39 ; par contre le BLY62 et le BLY63 sont présentés en boîtier TO117 qui présente un avantage, *a*

savoir que les quatre connexions de sortie, sont isolées avec deux sorties d'émetteur diamétralement opposées, ce qui assure un effet d'écran très efficace.

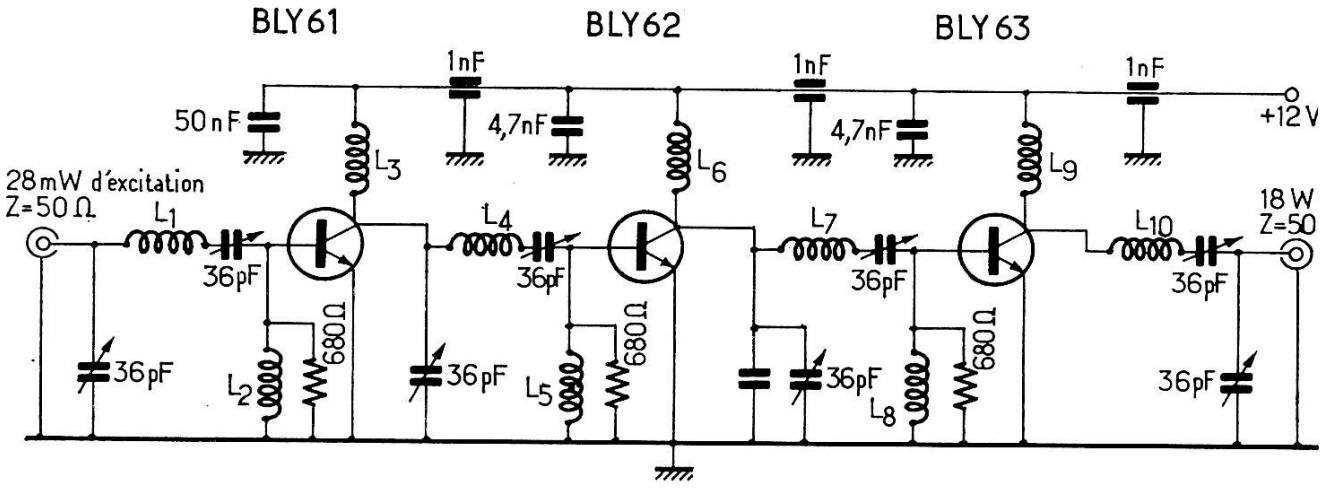


FIG. II-11

Ces transistors ont été spécialement conçus pour fonctionner avec une alimentation de 12 V ; sur le plan de la technologie, l'emploi de la structure interdigitée améliore d'une manière sensible les performances en améliorant les caractéristiques thermiques, en réduisant la possibilité de formation de points chauds, en supprimant les chutes de tension dans les régions base et émetteur, en réduisant la capacité collecteur-base.

L'utilisateur y trouvera une plus grande robustesse, une meilleure linéarité des caractéristiques, une tenue plus stable pour une plus large bande, enfin, une bonne constance en puissance Haute Fréquence.

Notamment, si pour une raison ou pour une autre, la charge (l'antenne notamment), vient à être mise, soit en court-circuit (charge infinie, ou tout du moins très élevée) soit coupée (charge nulle), il y aura un risque moindre de détérioration de l'étage de sortie, et par voie de conséquence une plus grande sécurité de fonctionnement.

Nous ne donnons ici que la chaîne d'amplification de puissance, le pilote proprement dit étant laissé à la libre initiative de chacun, sous deux réserves, la première est qu'il délivre un signal à 180 MHz et la seconde concerne sa puissance disponible en sortie qui n'est que de 28 mW au minimum, sous une impédance de 50 Ω. Cette impédance se conserve, puisque la charge finale, l'antenne par exemple, est également prise sous une impédance de 50 Ω.

Notons que pour une tension de 12 V alimentation et une intensité de 2 ampères, soient 24 W demandés à la batterie, en délivrant une puissance de 18 W en sortie, le rendement est excellent (de 75 % environ). Le taux d'harmoniques est inférieur à — 24 dB et la bande passante est de l'ordre de 4 MHz.

Un tableau donne les caractéristiques des différentes bobines qu'elles soient de « choc » ou d'accord et enfin nous donnons ci-après des équivalences à ces trois transistors BLY61, 62 et 63 :

— BLY61 : équivalent à 2N3924 — PT3501 — 2N4427 ;

— BLY62 : équivalent à 2N3926 — PT 5691 ;

— BLY63 : équivalent à 2N3927 — PT 5690.

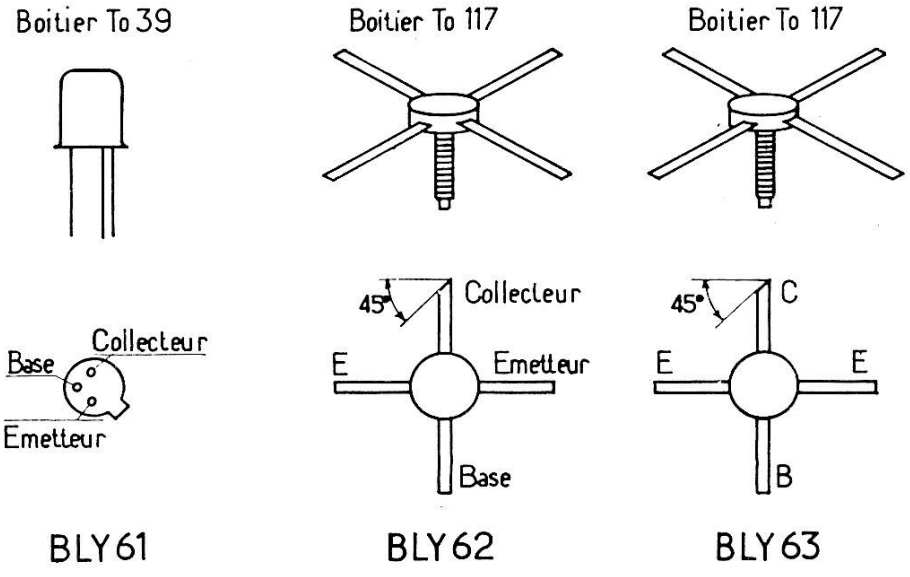


FIG. II-12

Tableau des bobines pour fonctionner dans la gamme 144-146 MHz

L_1 = 2 spires ∅ 6 mm fil de 0,5 argenté ;
L_2 = self de choc UHF - 1,5 µH f résonance 145 MHz ;
L_3 = 3 spires ∅ 6 mm fil de 0,15 argenté ;
L_4 = 2 spires ∅ 6 mm fil de 0.15 argenté :
L_5 = self de choc UHF - 1,5 µH f_r = 195 MHz ;
L_6 = 3 spires ∅ 6 mm fil de 0,15 argenté ;
L_7 = 1 spire ∅ 6 mm fil de 0.15 argenté ;
L_8 = self de choc UHF - 1,5 µH f_r = 195 MHz ;
L_9 = 3 spires ∅ 6 mm fil de 0,15 argenté ;
L_{10} = 3 spires ∅ 6 mm fil de 0,15 argenté.

Caractéristiques des transistors V.H.F.

Caractéristiques électriques (25 °C boîtier) BLY61

Le brochage des transistors (fig. II-12)

V_{CB} max	36	V
V_{CE} max (I_B = o)	18	V
V_{EB} max	4	V
I_O (rég. cont.)	0,5	A
I_B (rég. cont.)	0,1	A
Dissipation (cont.)	5	W
F utilisation	175	MHz
P excitation	0,1	W
P sortie mini.	1	W

Caractéristiques électriques (25 °C boîtier) BLY62

V_{CB} max	36	V
V_{CE} max (I_B = o)	18	V
V_{EB} max	4	V
I_C (rég. cont.)	2	A
I_B (rég. cont.)	0,5	A
Dissipation (cont.)	11	W
F utilisation	1	W
P excitation —	175	MHz
P sortie mini.	5	W

Caractéristiques électriques (25 °C boîtier) BLY63

V_{CB} max	36	V
V_{CE} max (I_B = o)	18	V
V_{EB} max	4	V
I_O (rég. cont.)	5	A
I_B (rég. cont.)	2	A
Dissipation (cont.)	17,5	W
F utilisation	175	MIIz
P excitation —	5	W
P sortie mini.	15	W

UN EMETTEUR DE 25 W (bande 144-146 MHz) ALIMENTE EN 12 V

Voisin du précédent quant au schéma, cet émetteur n'en diffère que par le choix des transistors de puissance ; la série des 2N5589, 2N5590 et 2N5591 de Motorola a été utilisée dans ce montage.

Le gain en puissance est de l'ordre de 22 dB et le rendement énergétique de 47 % ; avec une excitation de l'ordre de 200 mW à l'entrée, la puissance disponible à la sortie est d'environ 25 bons watts, ce qui est largement suffisant pour une station mobile !

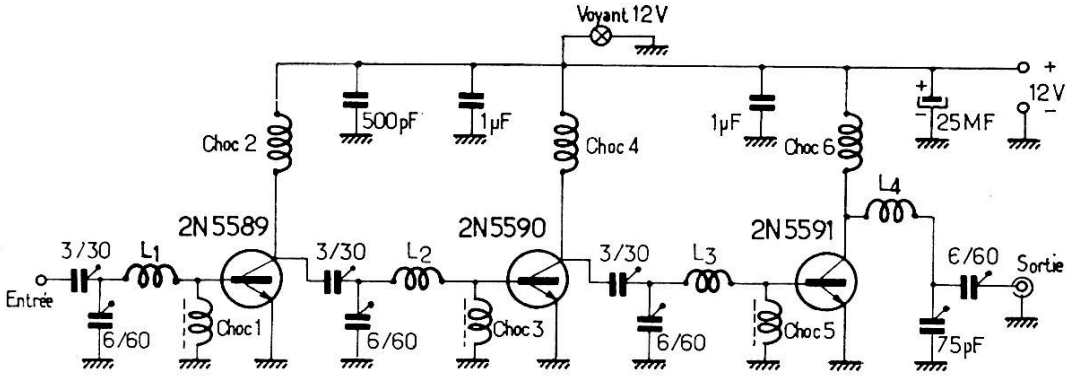


FIG. II-13

Le schéma de cet émetteur (fig. II-13) montre les trois étages d'amplification identiques quant à leur disposition ; en effet, pour éviter les risques de détérioration en cas de rupture d'excitation, ces transistors fonctionnent en classe « C » ; l'émetteur de chaque transistor est placé directement à la masse ; au point de vue polarisation continue, chaque base est également à la masse, de telle sorte qu'en l'absence de signal incident, chaque transistor est en phase bloqué ; le collecteur est alimenté par le + 12 volts au travers d'une self de choc ; de même le signal est injecté sur la base et la présence des selfs de choc permet de polariser la base tout en ne présentant pas de court-circuit à l'excitation.

Les capacités de liaison sont des ajustables de type « cloche » à air de valeur 3/30 pF et les capacités d'accord dont l'une des extrémités va à la masse sont de valeur double (type 6/60 pF) ; seul l'étage de sortie utilise une capacité d'accord de 75 pF en final, pour le couplage de l'antenne ; les différentes bobines ont les caractéristiques suivantes :

L_1 = 6 spires de fil 0,8 mm de diamètre 6 mm ;
L_2 = 3 1/2 spires de même fil et même diamètre ;
L_3 = 2 spires de fil 1 mm diamètre 8 mm ;
L_4 = 4 spires de fil 1,2 mm diamètre 10 mm ;

Self de choc 1, 2, 3, 4, 5 et 6 = choc VHF, mais pour les numéros 1, 3 et 5, il y a un petit noyau en ferrite, alors que pour les numéros 2, 4 et 6 seul un mandrin de diamètre 4 mm est utilisé dans son noyau.

De solides découplages sur la ligne d'alimentation, des blindages entre les étages, et des radiateurs sur le 2N5590 et surtout sur le 2N5591 compléteront cette description ; signalons, toutefois, que les mesures effectuées sur cet émetteur ont fait apparaître un niveau d'harmoniques et de signaux parasites meilleur que — 40 dB ; à pleine puissance. la consommation de l'ensemble est de 4,4 ampères, l'impédance de sortie est de 50 ohms ; la structure de ces transistors est identique à celle des BLY 61, 62 et 63 du montage précédent et leur aspect extérieur est également le même ; il s'agit de tourelles avec vis de fixation (servant aussi à la déperdition de chaleur sur le radiateur) ayant deux sorties d'émetteur symétriques ; la présence des circuits de choc dans l'alimentation des bases est nécessitée par la polarisation, certes, mais le coefficient de qualité de ces trois selfs de choc ne devra pas être trop élevé (50 maximum) pour éviter les risques d'oscillations parasites.

UN PILOTE V.F.O. POUR LA GAMME 144-146 MHz

Ce VFO pourra servir d'exciteur pour les deux émetteurs de 18 et 25 watts que nous venons de voir ; en effet, dans les émetteurs à ondes métriques, c'est-à-dire du type VHF (bande 144 MHz), il est utile de piloter l'émetteur proprement dit par une fréquence de 12 MHz, qui est ensuite triplée (36 MHz) puis quadruplée (144 MHz) et enfin amplifiée en puissance.

Il est donc facile de partir d'un oscillateur à quartz de 12 MHz, mais cela présente un inconvénient, à savoir qu'il n'est pas possible de décaler légèrement sa fréquence d'émission, puisqu'elle est fixée par la valeur du quartz. Si l'on dispose de plusieurs quartz, l'émetteur pourra se décaler évidemment, mais de toute façon il ne sera toujours pas possible de se décaler *légèrement.*

La solution consiste à employer un VFO, c'est-à-dire un oscillateur à fréquence variable, comme il est de coutume de l'employer en ondes courtes classiques.

L'inconvénient de l'usage du VFO en VHF consiste en le fait que la dérive de ce dernier (aussi faible soit-elle) se trouve multipliée par 12 sur la fréquence d'émission finale.

Nous allons donc voir un montage de VFO délivrant un signal de sortie sur 12 MHz et suffisamment stable pour piloter convenablement un émetteur VHF de trafic.

Ce montage, qui emploie trois transistors PNP, est agréable par sa grande simplicité, et malgré l'absence de stabilisation de la tension d'alimentation (par diode zener notamment) la stabilité en fréquence est très satisfaisante.

Le schéma du VFO (fig. II-14) montre que le pilote est réglé sur la bande 6 MHz à 6,1 MHz, le deuxième étage fonctionne sur cette même fréquence et enfin le troisième étage double pour délivrer notre 12 MHz de sortie.

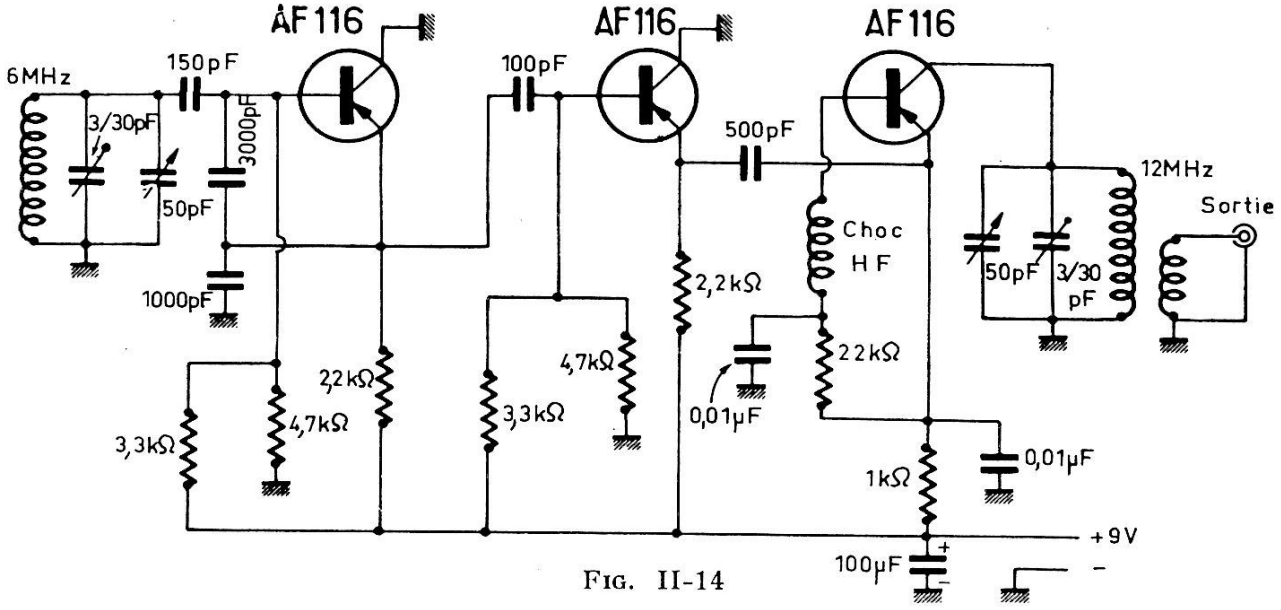


FIG. II-14

Le transistor de l'oscillateur est un AF116 au germanium ; un condensateur variable de 50 pF couvre la bande de fréquence alors qu'un condensateur ajustable de 3/30 pF permet de caler l'ensemble exactement au milieu de la bande (valeur 6 050 kHz).

Le second transistor est également un AF116, et il est monté en étage « tampon ». Le troisième AF116 a son circuit de collecteur réglé sur 12 000 à 12 200 kHz. Là encore, un CV de 50 pF et un ajustable de 3 à 30 pF, permettent le réglage précis.

La liaison de ce VFO à l'émetteur est réalisée au moyen d'un câble coaxial de 75 ohms d'impédance et de 2 m de long au maximum.

Il n'est pas recommandé de mettre un câble trop court (moins de 50 cm) en raison des réactions de l'émetteur sur le pilote du VFO et ceci malgré les blindages de l'un comme de l'autre.

Les condensateurs sont du type « mica » et les résistances peuvent être des 1/4 de watt.

L'alimentation de ce VFO est obtenue au moyen de deux piles de 4,5 V en série (donc 9 V) le — étant à la masse.

Voyons maintenant une chaîne d'émission 144 MHz qui sera attaquée par notre VFO et qui délivrera sur une antenne largement de quoi faire du trafic amateur, et même de bons DX !

Le premier transistor (AF115) reçoit l'excitation sous 12 MHz et la double (24 MHz) dans son circuit de collecteur ; un second AF115 triple cette excitation et fournit à un troisième AF115 un signal à 72 MHz qui sera doublé dans son collecteur et qui pourra ainsi attaquer l'étage de sortie en push-pull, réalisé au moyen de deux transistors AF114.

Le schéma de cet émetteur (fig. II-15) montre, là encore, une grande simplicité ; il est bon de prévoir des blindages entre les étages et de blinder le tout sous forme d'un petit coffret.

L'alimentation des trois étages doubleurs/tripleurs se fait en 9 V, le + étant à la masse, alors que l'étage de puissance est alimenté sous 35 V, le + étant là aussi à la masse.

A noter que le VFO est alimenté avec le — à la masse.

Attention aux courts-circuits entre châssis si l'on utilise la même alimentation pour les deux montages !

La modulation de l'étage final s'effectue entre le collecteur et la base. Un petit modulateur comprenant un préamplificateur (microphone piézo) OC75 suivi d'un OC72 suffit à moduler efficacement notre étage de sortie. Le transformateur de modulation T_M est un transfo « driver » d'ampli BF standard.

Cet ensemble pourra être utilisé soit en station fixe avec une antenne à éléments, soit en mobile avec une antenne fouet ou une antenne « halo ». Des liaisons de près de 400 km ont été réalisées avec cet ensemble et les reports de réception très satisfaisants.

UN CIRCUIT MODULATEUR DE « BIP-BIP »

Voyons rapidement un montage très simple de « bip-bip », c'est-à-dire un circuit délivrant un signal aigu en impulsions de une seconde environ, d'où le surnom « bip-bip ».

Ce montage est intéressant, car il permet de moduler un émetteur par exemple, et de faire tous les essais ou réglages avec une modulation constante en intensité, et facile à repérer par signal faible, et ceci sans être obligé de parler devant un micro interminablement en faisant des « allo ! un... deux... trois... allo ! un... deux... trois... » le « bip-bip » s'en chargeant très obligeamment !

Le montage est simple ; un oscillateur (multivibrateur) délivre un signal à 1 000 Hz ; il est commandé par un transistor dont le blocage est lui-même commandé par un second multivibrateur qui bascule toutes les secondes ; lorsque ce transistor de commande est bloqué, le multivibrateur à 1 kHz ne fonctionne pas, alors qu'il « démarre » instanta-

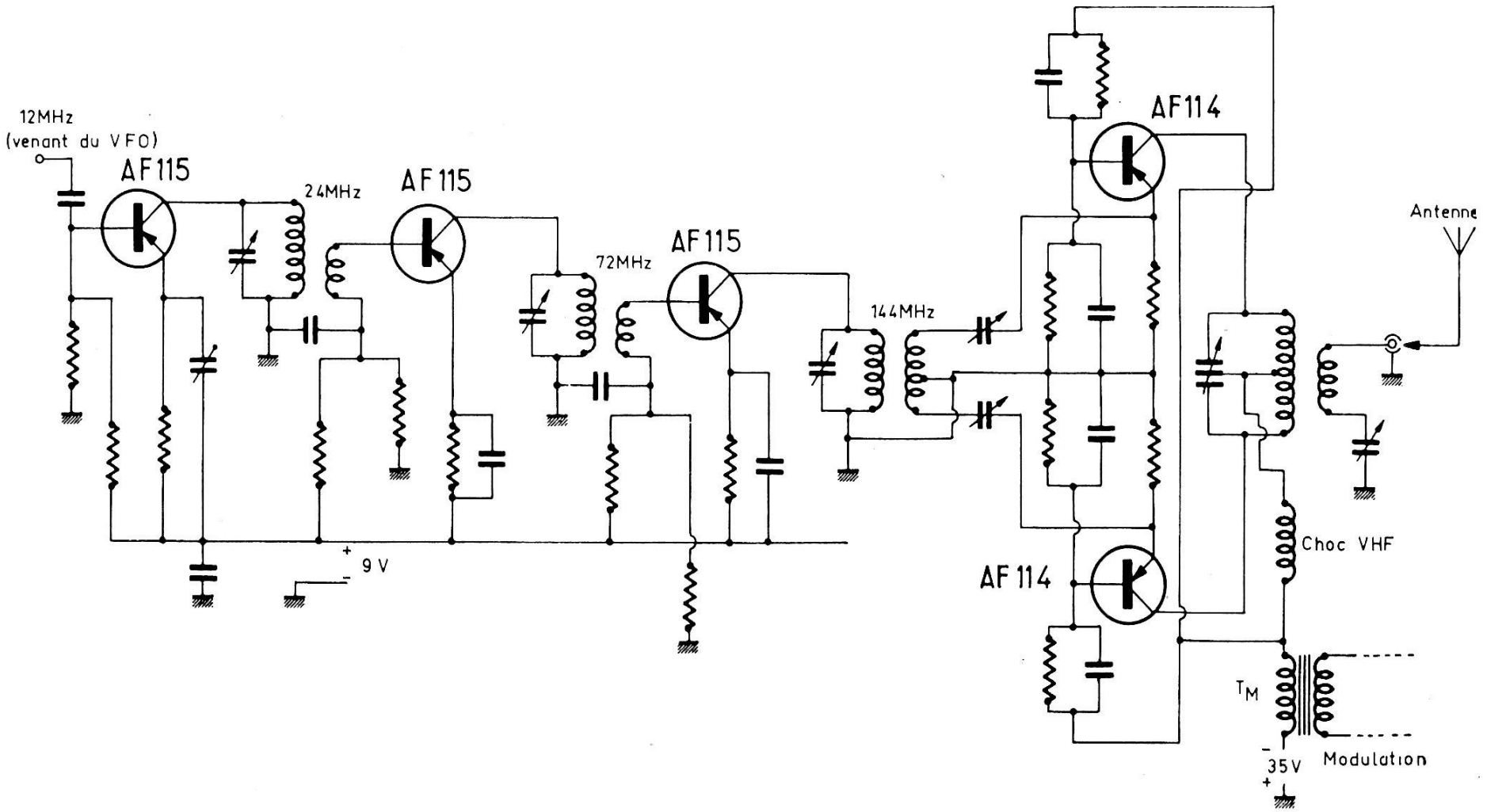

12MHz
(venant du VFO)
AF115
24MHz
AF115
72MHz
AF115
144MHz
AF114
AF114
Antenne
Choc VHF
+
9 V
-
TM
-
35V
+
Modulation

FIG. II-15

nément lorsque le transistor de commande se débloque et devient conducteur. Ce transistor de commande est débloqué par les signaux (front haut) du multivibrateur à une seconde. Ce montage au complet tient complètement sur un circuit imprimé de 5 cm sur 5 cm ; il peut donc être très facilement logé dans un boîtier d'émetteur walky-talky et servir de dispositif d'appel en modulant le circuit émetteur.

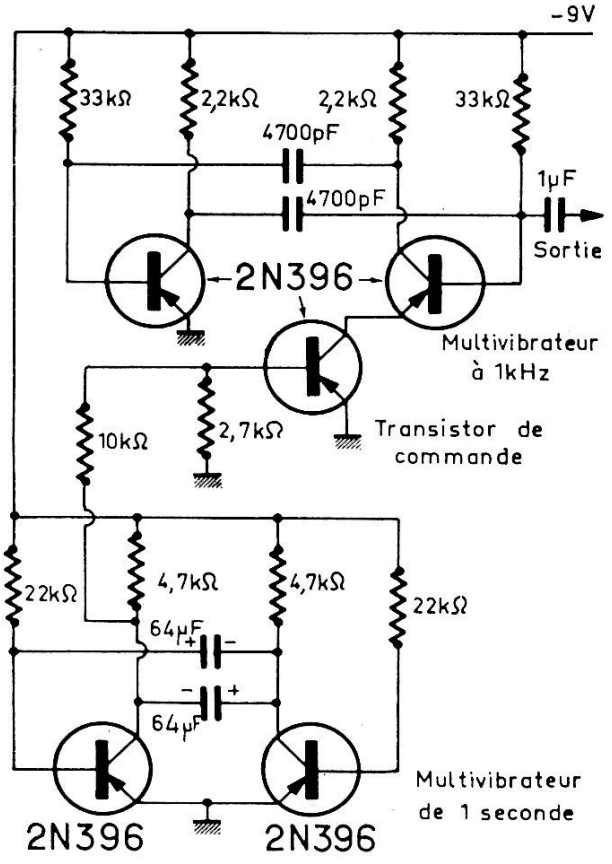


FIG. II-16

Le schéma et la disposition des composants (fig. II-16 et II-17) ne posent aucun problème.

Nous retrouverons ces montages dans les circuits VHF qui feront la matière des prochains chapitres.

UN PREAMPLIFICATEUR UNIVERSEL

Ce montage préamplificateur (fig. II-18) peut être utilisé avec un microphone, dans un circuit de détection (radio-récepteur) avec une platine HI-FI... et pour de multiples applications très diverses ; le schéma comprend deux transistors identiques (des 2N2926) en encapsulation plastique, donc bon marché ! le signal incident aura une ampli-

tude de l'ordre de 2 mV sous une impédance approximative de 500 Ω ; les deux émetteurs sont polarisés et découplés, les bases polarisées et en liaison directe entre la sortie du premier étage et l'entrée

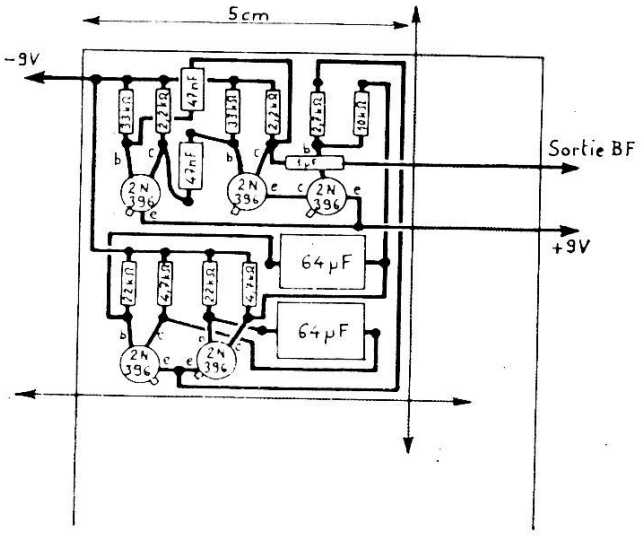


FIG. II-17

du second, les charges de collecteurs en place, mais il y a lieu d'insister sur la présence de deux boucles de contre-réaction ; la première (résistance de 22 kΩ) relie l'émetteur du second à la base du premier alors

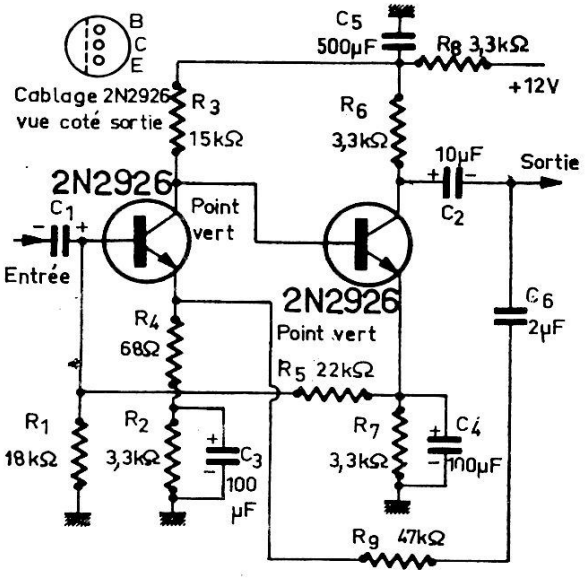


FIG. II-18

que la boucle n° 2 (résistance de 47 kΩ) va de l'émetteur du premier à la sortie collecteur du second ou plus exactement vice versa, puisqu'elle recueille en sortie une partie du signal pour le réinjecter à l'entrée.

La linéarité de ce préamplificateur est excellente et d'après les mesures effectuées, il s'avère que la bande passante est définie entre 50 Hz et 20 kHz à 0,5 dB ; le montage ne pose guère de difficultés et l'on pourra utiliser soit une barrette à cosses soit un circuit imprimé en bakélite HF et ceci sans inconvénient ; l'alimentation sera comprise entre 9 et 12 volts (lé — étant à la masse) et la consommation de 1,5 mA assurera là encore une durée de vie fort longue à nos piles !

Pour une tension d'entrée de 2 mV, la tension de sortie se situe aux environs de 2,5 V avec un taux de distorsion de 0,8 %.

UN PILOTE V.F.O. POUR EMETTEUR 144-146 MHz ULTRA STABLE

L'appellation de VFO signifie « Oscillateur à Fréquence Variable » en langage anglo-saxon ; il s'agit d'un oscillateur utilisé comme pilote pour un émetteur, mais dont la fréquence n'est plus fixée par un quartz, mais par la fréquence de résonance d'un circuit LC accordé. L'avantage de ce dispositif tient au fait qu'il est possible de caler la fréquence de l'émetteur sur n'importe quelle valeur sur laquelle on désire trafiquer ; on n'est plus lié à la fréquence d'un ou de plusieurs quartz, et l'on peut se placer à un endroit quelconque de la bande amateur.

Tout cela est bel et bon, certes, mais il y a un gros inconvénient : à savoir qu'il est très difficile de rendre stable la fréquence d'un tel pilote. Suivant les variations de la tension d'alimentation, suivant les variations de charge et les divers effets de capacités parasites, la fréquence du signal délivré par ce pilote VFO se décale : en un mot, elle dérive. Or, cette dérive n'est pas acceptable dans le cas d'une émission sérieuse, car si l'on cale son émetteur sur la fréquence d'un correspondant et que pendant la transmission, la fréquence varie, cela crée d'une part une grande difficulté audit correspondant pour suivre notre émission et d'autre part la dérive en fréquence risque de couvrir d'autres émissions, ce qui n'est pas correct ; de plus, les risques de dérive sont sévèrement poursuivis par l'Administration qui veille à ce que les stations d'amateur ne sortent pas des gammes qui leur sont imparties. Bref, notre pilote ne doit pas dériver.

Le pilote par quartz est l'idéal lorsqu'il s'agit d'utiliser une ou deux, voire cinq ou six fréquences et qui demeurent toujours les mêmes, mais le VFO est des plus tentants : pouvoir décaler à loisir sa fréquence d'émission... Mais pour ce faire, certaines précautions doivent être prises.

Tout d'abord, qu'est-ce qui peut faire varier la fréquence d'un pilote VFO ? Nous avons dit plus haut que les variations de la tension d'alimentation, les variations de charge et les capacités parasites sont autant de facteurs de dérive ; il nous faudra donc, d'une part, stabiliser avec beaucoup de soin la tension d'alimentation de l'étage oscillateur (alimentation stabilisée), utiliser un ou plusieurs étages dits « tampons » montés à la suite du pilote et dont le rôle est d'éviter à celui-ci de subir des variations de charge, et d'autre part, monter le circuit oscillant LC à l'intérieur d'un blindage pour éviter tout effet de main et toute variation de capacité parasite ; il sera bon, de plus, d'utiliser un accouplement flexible doux pour commander l'axe du condensateur variable et de monter, enfin, l'ensemble de la self et du CV sur un support antivibratoire afin d'éviter aux vibrations d'atteindre le CV et d'éliminer la dérive par causes mécaniques.

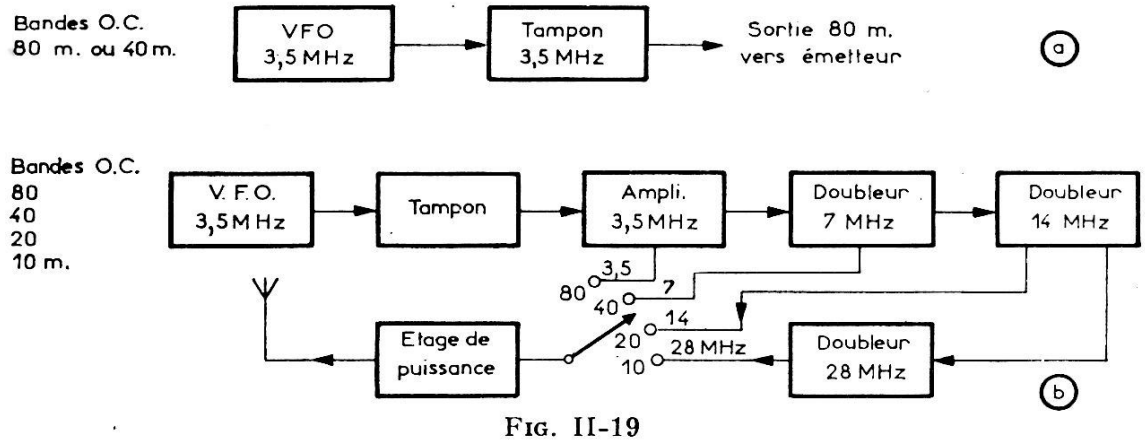


FIG. II-19

Ceci posé, il n'en reste pas moins que l'oscillateur pourra toujours dériver quelque peu ; alors comment faire ?

Il y a là plusieurs possibilités quant à l'étude d'un pilote ; lorsqu'il s'agit d'émettre dans les gammes Ondes Courtes 80 ou 40 mètres, il est possible d'utiliser un pilote fonctionnant directement sur 3,5 MHz et de le faire suivre d'un simple tampon (cf. fig. II-19 *a*) ; lorsqu'il s'agit des gammes Ondes Courtes de fréquences plus élevées (20 ou 10 mètres) il est préférable de disposer d'un pilote sur 3,5 MHz, de le faire suivre d'un étage tampon puis d'étages doubleurs montés en cascade ; c'est ainsi que pour un étage tampon puis d'étages doubleurs un émetteur décamétrique (cf. fig. II-19 *b*) il est tout à fait classique de voir un pilote sur 3,5 MHz suivi d'un étage tampon apériodique, suivi quant à lui d'un amplificateur 3,5 MHz puis d'un étage doubleur sur 7 MHz puis d'un second doubleur sur 14 MHz ou quadrupleur sur 28 MHz ; pour un émetteur multi-bandes, avec un même pilote sur

3,5 MHz il suffira de « sortir » l'excitation de l'étage de puissance sur l'un ou l'autre étage doubleur afin de disposer d'un signal sur 3,5, 7,14 ou 28 MHz.

Avec les précautions mentionnées plus haut, la stabilité sera satisfaisante et c'est ainsi que bon nombre d'émetteurs décamétriques fonctionnent. A noter que ce processus n'est possible (cas de la fig. II-19 *b)* que parce que les bandes amateurs sont en harmoniques les unes par rapport aux autres.

Mais dans le cas des Ondes Métriques (VHF) le problème se complique ; il nous faudra disposer d'un pilote tel que la tension de sortie soit une excitation sur 144-146 MHz et non plus de 14 ou de 28 MHz.

Or, si l'on considère une dérive de 100 Hz sur un pilote de 3,5 MHz, cela provoque une dérive de 200 Hz sous 7 MHz, de 400 Hz sous 14 MHz et de 800 Hz sous 28 MHz ; une dérive de 800 Hz n'est pas terrible. bien que fâcheuse, mais enfin elle n'empêche pas le correspondant de suivre votre émission puisque la bande passante est au minimum de 3 kHz ; par contre, cette même dérive de 100 Hz provoquerait une dérive finale de 4 800 Hz, ce qui ferait sortir complètement notre porteuse de la bande passante.

Il faudrait donc que le correspondant recherche notre émission un peu plus loin et l'on voit facilement que si la dérive du pilote était de 1 kHz au lieu de 100 Hz, la dérive finale serait de 48 kHz, ce qui n'est plus pensable !

Une dérive de 100 Hz sur un oscillateur fonctionnant sous 3,5 MHz correspond à 100 : 3 500 000 = 3 pour cent mille !

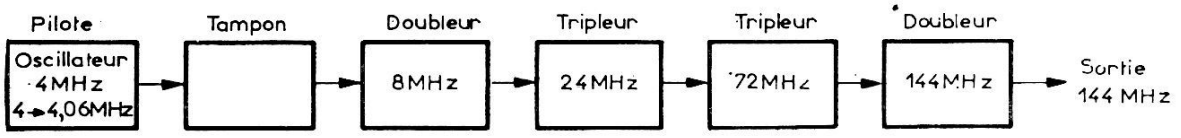


FIG. II-20

Si l'on prend un oscillateur fonctionnant sous 145 MHz avec une dérive de 3 pour cent mille, cela nous donne une dérive d'environ 4,35 MHz, ce qui est évidemment équivalent à ce que l'on a en partant d'un pilote et en le faisant suivre d'étages doubleurs ou tripleurs, mais il est infiniment plus difficile de réaliser un pilote à fréquence très élevée et dont la dérive soit aussi faible, car la self est beaucoup plus petite (quelques spires et capacités de faible valeur) et l'effet des capacités parasites prend une importance considérable ; d'autre part, les transistors ont des capacités internes qui varient suivant la tension appliquée aux jonctions, ce qui n'est pas le cas pour un tube à vide ; la stabi-

lisation d'un pilote à transistors est d'autant plus délicate pour ces diverses raisons ; il ne sera donc pas possible, en pratique, d'employer un pilote sous 144 MHz avec un émetteur puissant car la dérive sera automatiquement importante, quelles que soient les précautions prises quant à sa réalisation : deux possibilités s'offrent alors à nous pour réaliser un pilote VHF valable : partir, comme dans le cas de l'émetteur décamétrique (fig. II-19 *b*) d'un pilote à fréquence basse et de le faire suivre de toute une chaîne d'étages doubleurs et tripleurs, ce qui nous donne le diagramme de la figure II-20 ; ainsi, partant d'un pilote sous 4 MHz, on en arrive aux 144 MHz désirés, ce qui donne un rapport de 144 : 4 = 36 et ceci au moyen de six étages au minimum. Pour balayer de 144 à 146 MHz, il faudra que le pilote aille de 4 MHz à 146 : 36 = 4,06 MHz. La réalisation d'un tel pilote n'offre que peu de difficultés ; son schéma et sa disposition (fig. II-21 et II-22) n'appellent de commentaires que sur le soin apporté à la réalisation du premier étage tant mécanique qu'électrique ; blindages, montures antivibrations. etc.

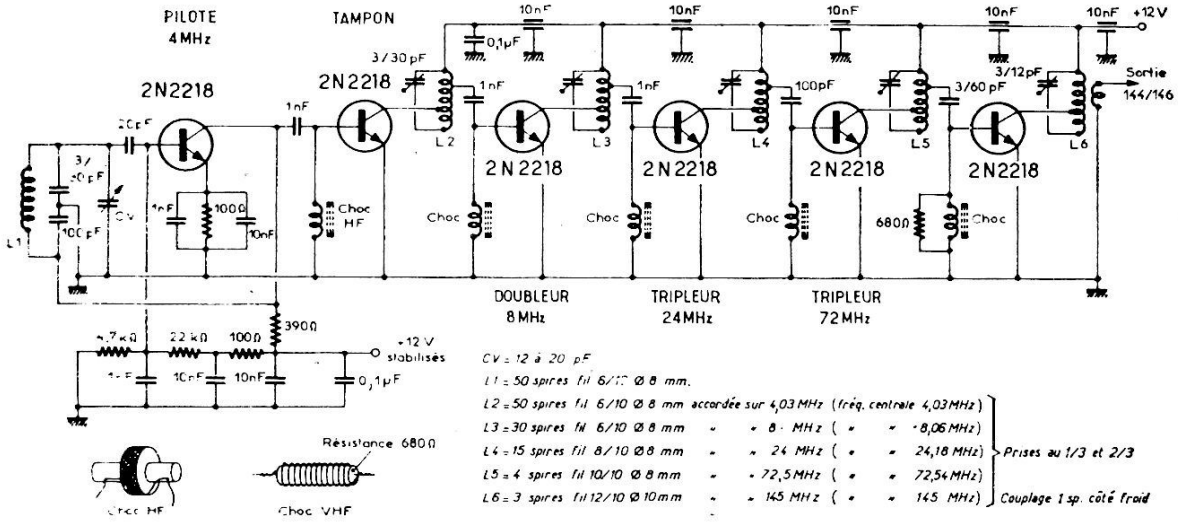


FIG. II-21

Quelques commentaires cependant : six transistors identiques sont utilisés, ce sont des 2N2218 au silicium, en boîtier TO5 faciles à trouver un peu partout ; ils présentent l'avantage de très bien fonctionner en HF et en VHF et de ne pas s'emballer ! De plus, le montage « base à la masse », en tant que polarisation, évite les problèmes de rupture de charge. En effet, il n'y a déblocage de chaque transistor que si l'excitation lui est appliquée, sinon son courant de repos est pratiquement nul : cela évite les risques de claquage si un décrochage intervient. Des blindages sépareront chaque étage de ses voisins (cf. fig. II-22) ; des

découplages efficaces éviteront les interférences néfastes, des capacités ajustables de type cloche (3/30 ou 3/60 pF ou encore 3/12 pF) permettront de caler chaque étage dans le milieu de la gamme de fonctionnement ; les selfs de choc HF seront constituées par des petits bobi-

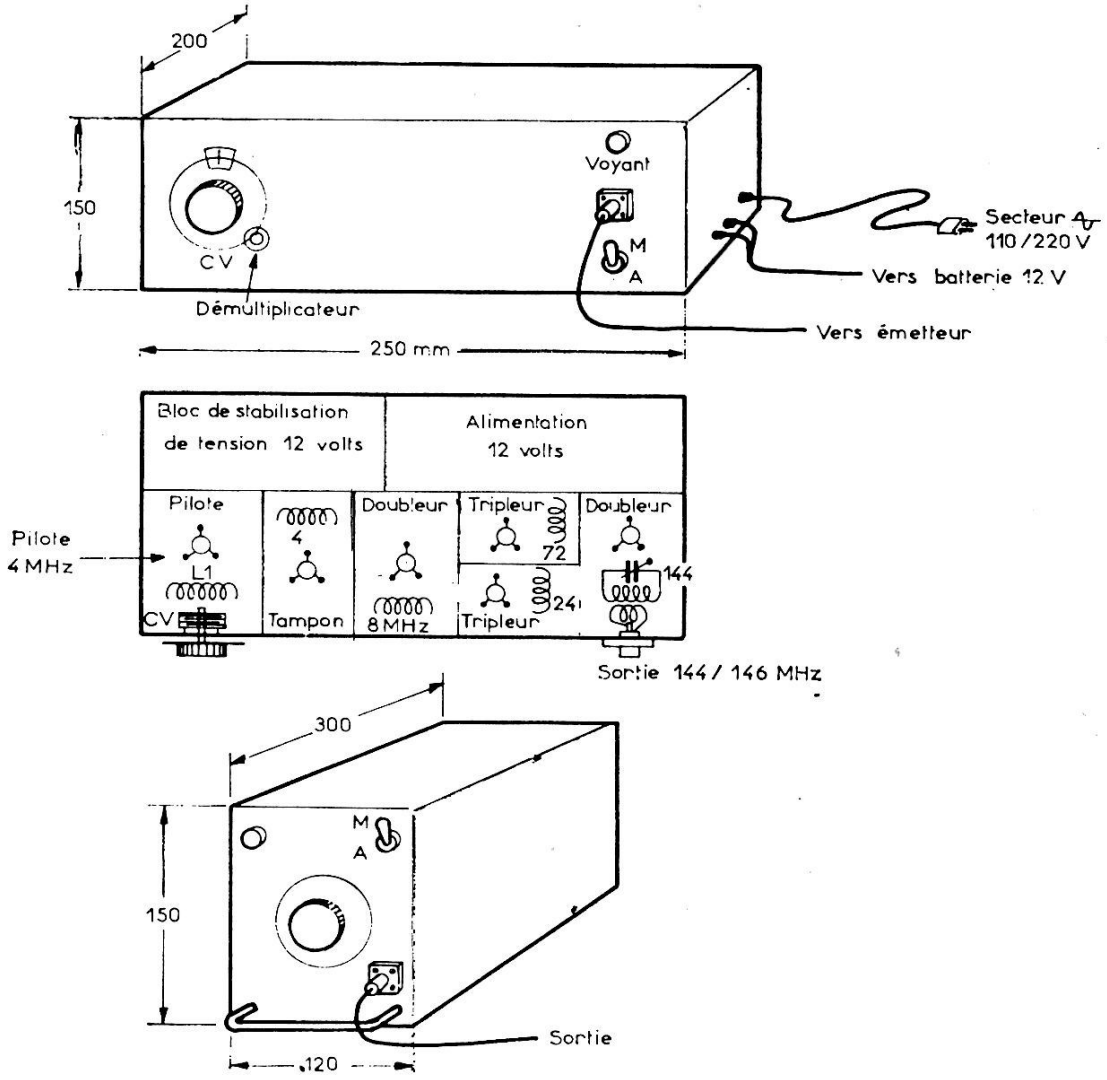


FIG. II-22

nages en nids d'abeille (voir crôquis de la fig. II-21) alors que les selfs de choc VHF seront réalisées en bobinant une vingtaine de spires de fil émaillé 6/10 mm environ sur le corps de la résistance shunt (680 Ω) après avoir enfilé un petit morceau de soupliso pour éviter que les spires jointives de la self de choc soient au contact de ladite résistance. En ce qui concerne les caractéristiques des divers bobinages, la figure II-21 donne la manière de les réaliser.

Cependant, la self L_1 devra être tout particulièrement soignée, montée sur un mandrin stéatite et bloquée au vernis HF ; un condensateur ajustable de 3/30 pF permettra (au moyen du grid-dip) de se placer vers 4,000 MHz, le CV étant complètement ouvert. Le CV d'étalement de bande (de 12 à 20 pF) doit être de très bonne qualité sur stéatite et à fort écartement entre lames ; pour ce qui est de l'alimentation stabilisée de 12 volts utilisée par le pilote, il sera utile d'employer un bloc séparé (logé dans le même coffret) et parfaitement régulé ; cette alimentation sera vue à la fin de ce texte. La présentation peut revêtir différentes formes : la figure II-22 montre deux possibilités, soit pour le fonctionnement sur table (dessin du haut) pour lequel le bloc VFO est placé sous l'émetteur VHF proprement dit et dans ce cas, un format de 250 × 150 × 200 mm est satisfaisant ; par contre, pour un fonctionnement en mobile et avec une alimentation par batterie, il est préférable d'employer la forme d'un bloc (voir le dessin du bas) plus profond que large ; tout est affaire de goût et de disponibilité de place. Dans les deux cas, le CV est commandé par un démultiplicateur à friction douce avec un jeu aussi réduit que possible ; un interrupteur de mise sous tension et un voyant complètent la réalisation du VFO dont la sortie s'effectue au moyen d'une prise coaxiale à faibles pertes et la liaison à l'émetteur est réalisée par un câble blindé d'impédance 50 Ω de bonne qualité.

Ce type de VFO est très conventionnel mais pourra toujours dériver peu ou prou et ne représente donc pas l'idéal en matière de pilote !

Pilote VFO à mélangeur de fréquence

Une amélioration considérable en matière de pilote à fréquence variable consiste à employer un oscillateur à quartz de fréquence inférieure à celle que l'on veut utiliser pour l'émetteur et de lui ajouter une fréquence provenant d'un VFO, de telle sorte que le mélange de ces deux fréquences nous donne la bande 144 à 146 MHz ; prenons un exemple ; si l'on utilise un quartz de 68 MHz, un simple doubleur nous donnera 68 × 2 = 136 MHz (fréquence fixe et immuable dans notre exemple) ; un VFO nous donnera quant à lui une fréquence allant de 8 à 10 MHz ; le mélange de ces deux fréquences nous donnera bien de 136 + 8 = 144 MHz à 136 + 10 = 146 MHz et le tour est joué ! Mais le gros avantage de ce procédé consiste à ne pas multiplier la dérive du pilote ; si le VFO dérive de 100 Hz, la fréquence finale dérivera elle aussi de 100 Hz et pas un de plus ! Ceci puisqu'il n'y a aucune multiplication de la fréquence de VFO. A la limite, nous pourrions utiliser un pilote à quartz qui nous donne, par exemple, 142 MHz et

lui ajouter un VFO de 4 à 6 MHz, mais pour des raisons pratiques de mélange, il est conseillé de conserver une fréquence d'une dizaine de MHz pour le VFO.

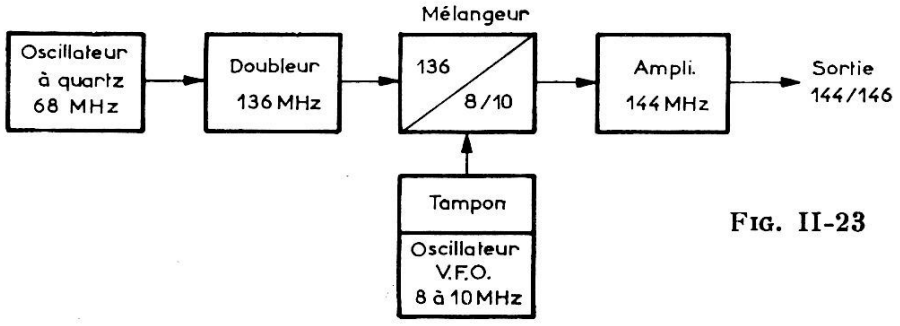


FIG. II-23

Le diagramme de ce type de pilote fort intéressant (cf. fig. II-23) et son schéma proposé (cf. fig. II-24) ne posent guère de problèmes.

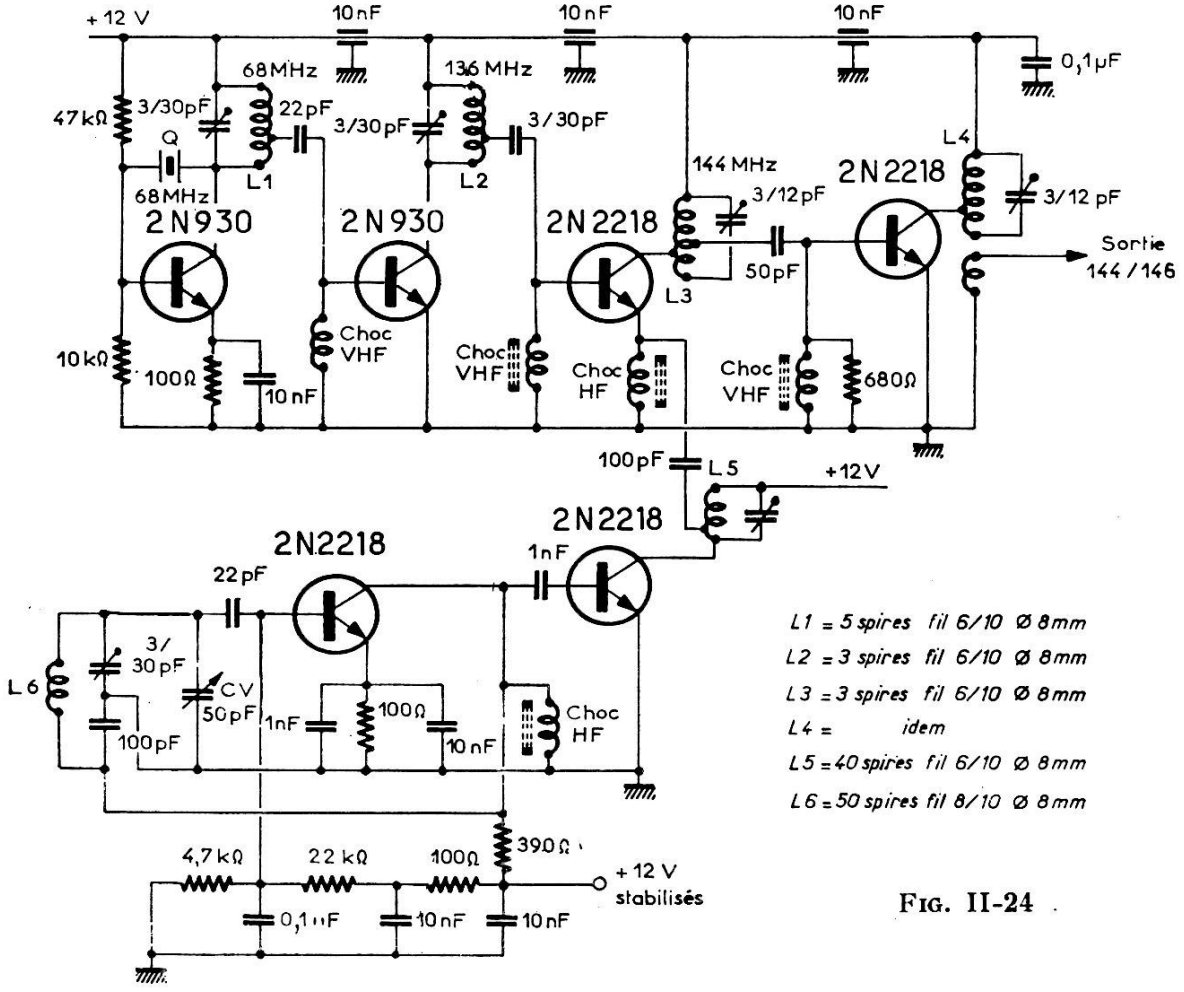


FIG. II-24

La disposition pourra être semblable à celle qui est adoptée pour le type de VFO précédent et cela n'a aucune importance. Des blindages efficaces, des bobinages soignés et une réalisation mécanique de bonne qualité : des atouts pour obtenir un fonctionnement satisfaisant de notre pilote qui pourra exciter directement un émetteur de trafic de 5 à 25 watts, sans problème. Là encore des transistors au silicium, de type NPN, ont été utilisés ; des capacités ajustables de type cloche de 3/30 pF et de 3/12 pF, un CV sur stéatite de 30 à 50 pF avec cadran démultiplicateur et une bonne source d'alimentation donnent à ce VFO un caractère sérieux et un usage exempt de tracas de toutes sortes !

En ce qui concerne l'alimentation, deux cas peuvent se présenter : pour un emploi en mobile, ce sera une batterie de 12 volts de voiture qui fournira en direct les 12 volts demandés, mais après un filtrage et un bon découplage, suivi d'une régulation par diode zener pour les 12 V exigés par le pilote ; si l'on fonctionne en station fixe, une alimentation stabilisée fournira, à partir du secteur alternatif 110 ou 220 V, les 12 V.

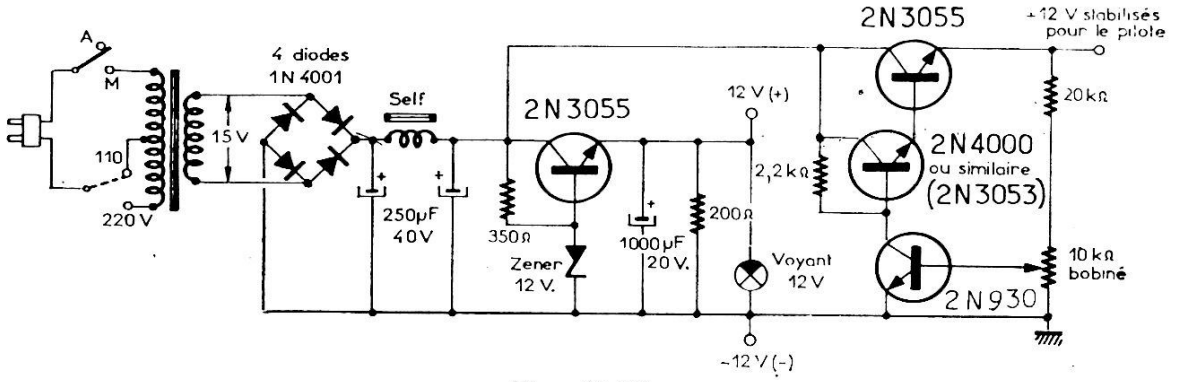


FIG. II-25

Le schéma du bloc stabilisateur et de l'alimentation secteur associée (cf. fig. II-25) est des plus classiques ; ne pas oublier de monter les transistors ballast sur radiateurs afin d'éviter les échauffements préjudiciables à la durée de vie de ces composants.

Un potentiomètre bobiné de 10 kΩ permet d'ajuster la tension de sortie à 12 volts et il n'y aura plus à retoucher à ce réglage par la suite. De même les réglages des circuits oscillants de toute la chaîne du pilote pourront être faits une fois pour toutes en utilisant le grid-dip comme premier dégrossissage puis en utilisant le mesureur de champ-ondemètre pour obtenir le meilleur niveau de sortie ; tous les circuits accordés seront réglés une fois pour toutes au milieu de la bande sur les fréquences indiquées sur les différentes figures.

Un inverseur batterie-secteur permettra de fonctionner soit en mobile soit en station fixe sans problème.

A noter un détail qui a son importance : dans le schéma de la figure II-24 il y a un transistor 2N2218 monté en mélangeur ; dans sa base qui reçoit un signal sous 136 MHz est intercalée une self de choc VHF alors que son émetteur, qui reçoit un signal sous 8 à 10 MHz, est alimenté en série avec une self de choc HF ; ne pas monter des selfs identiques car ce serait catastrophique !

UN EMETTEUR DE 20 W 144-146 MHz (alimentation 12 V)

Dans le cas de liaisons mobiles, la réception pose relativement peu de problèmes, car il est facile d'utiliser un simple récepteur PO-GO à transistors, du commerce, précédé d'un convertisseur lui aussi transistorisé ; par contre, le problème de l'émetteur est plus délicat à résoudre ; une puissance de 20 watts est relativement simple à « sortir » d'un émetteur à tubes conventionnels, mais il n'en est pas de même avec un montage alimenté sous 12 volts (par la batterie du véhicule) et devant être équipé de transistors. Le rendement d'un tel émetteur n'est pas à négliger, car la durée de vie de la batterie est en jeu et si l'on ne veut pas disposer d'une seconde batterie, réservée à l'émetteur, indépendante de la batterie de la voiture, mais devant être rechargée en même temps qu'elle, il y a lieu d'avoir un rendement élevé qui ne « gaspillera » pas les précieux « ampères-heure ».

Avec l'émetteur que nous décrivons ci-dessous ces impératifs sont remplis, en effet :

— alimentation en 12 volts (batterie de voiture) ;

— trois transistors utilisés pour la chaîne de puissance ;

— la consommation de l'ensemble : 2,5 ampères ;

— d'où un execllent rendement : 66 % (33 W consommés pour 20 W utiles).

Les transistors qui équipent cet ensemble répondent exactement aux exigences des stations d'émetteurs mobiles, que ce soit pour les étages de puissance intermédiaires ou en « final ».

Le transistor BLY61 (premier étage) est présenté sous forme d'un boîtier en TO39 ; il n'en est pas de même pour le BLY62 (2e étage) et pour le BLY63 de l'étage de puissance qui sont tous les deux présentés sous un boîtier TO117 (voir la fig. II-26).

L'avantage du boîtier TO117 est de présenter des connexions de sortie isolées de deux sorties d'émetteur diamétralement opposées, ce qui assure un effet de blindage très efficace. En outre, la fixation du

transistor s'effectue au moyen d'une vis solidaire du transistor, que l'on bloque sur le châssis avec une rondelle « grower » et un écrou ; la dissipation calorifique est assurée au mieux.

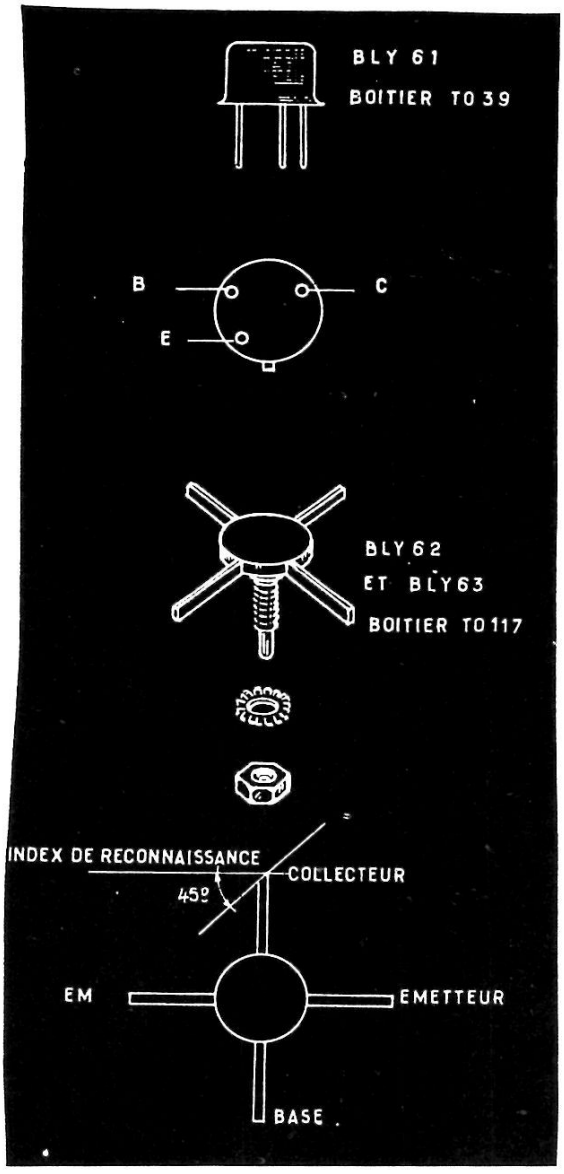


FIG. II-26

Les transistors ont été spécialement prévus pour fonctionner avec une alimentation de 12 volts. Au point de vue technologique, la structure interdigitée améliore considérablement les performances (amélioration de la caractéristique thermique), réduisant les possibilités de formation des points chauds, supprimant au mieux les baisses de

tension dans les zones base-émetteur, et réduisant enfin la capacité émetteur-base ; à noter, à ce sujet, la possibilité de faire fonctionner ces transistors sur des fréquences élevées. Ces transistors ont été mis au point aux U.S.A. et en Grande-Bretagne par Texas Instruments et sont destinés au fonctionnement sur 180 MHz par leur constructeur.

Pour l'utilisateur, une plus grande robustesse, une meilleure linéarité des caractéristiques, une tenue plus stable pour une bande passante plus large, enfin une bonne constante en puissance à très haute fréquence compensent largement le prix de ces composants.

Il est à noter un élément très important, car il caractérise la durée de vie et partant le prix de revient de cet émetteur ! Si, pour une raison ou pour une autre, la charge (c'est-à-dire l'antenne) vient à être coupée (charge nulle) ou mise en court-circuit (charge très forte) le risque de détérioration est moindre avec ces transistors qu'avec d'autres semi-conducteurs de puissance VHF.

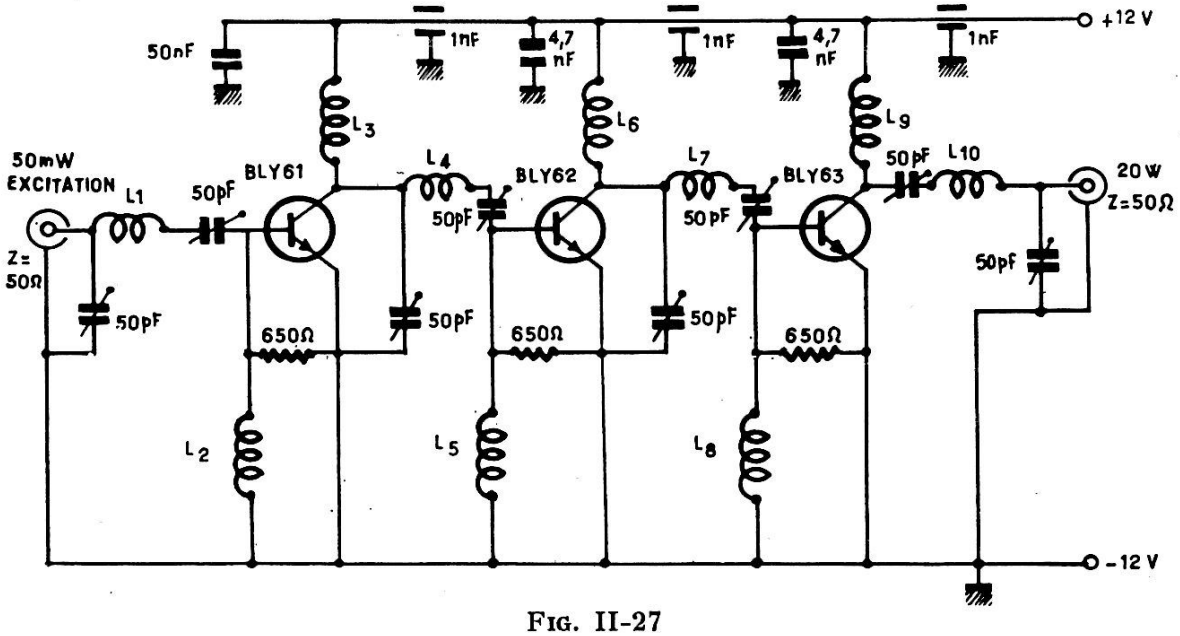


FIG. II-27

Le schéma de l'émetteur (cf. fig. II-27) appelle certains commentaires, notamment sur la composition des bobinages, sur le taux d'harmoniques et sur la valeur de la bande passante.

Ces transistors sont du type NPN, c'est-à-dire que la masse de l'émetteur est au — 12 volts (et comme les voitures ont généralement le — à la masse, la masse de l'émetteur pourra être raccordée à la masse de la voiture, ce qui aura pour effet d'augmenter le rendement de l'antenne en lui donnant un bon « contrepoids »).

Voyons les caractéristiques des bobinages :

L_1 = 3 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm ;
L_2 = 50 spires de fil de 8/10 (self de choc VHF) ;
L_3 = 4 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm ;
L_4 = 3 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 8 mm ;
L_5 = identique à L_7 ;
L_6 = 4 spires de fil de 12/10 argenté sur un diamètre de 10 mm ;
L_7 = 2 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 12 mm ;
L_8 = identique à L_2 et L_5 ;
L_9 = 3 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 10 mm ;
L_{10} = 3,5 spires de fil de 15/10 argenté sur un diamètre de 12 mm.

Il est important de disposer des blindages entre chaque étage et pour chaque étage de monter les bobines perpendiculairement les unes par rapport aux autres.

Le taux d'harmoniques est inférieur à — 24 dB et la bande passante est de l'ordre de 3 MHz (à $\pm$ 3 dB).

Les condensateurs ajustables devront être de bonne qualité (isolement stéatite et lames argentées écartées de 3 mm si possible). Les résistances de 650 ohms seront choisies non-selfiques et les capacités de découplage de 1 nanofarad et de 4,7 nanofarads de très bonne qualité.

En ce qui concerne l'excitation, il faudra disposer de 50 milliwatts environ, sous une impédance de 50 ohms et avec la fréquence de 144 MHz que l'on retrouve au final ; il n'y a ni doubleur ni tripleur de fréquence dans cette chaîne d'émission. Lors de la mise au point de la chaîne de puissance, il y a lieu de procéder aux réglages d'un étage avant d'alimenter le suivant afin de ne le faire que lorsque l'excitation est suffisante, sinon il y a toujours un risque d'emballement. En effet, bien qu'atténué par la technologie interdigitée, le risque continue tout de même à exister.

L'impédance de 50 Ω que l'on trouve à l'entrée de cette chaîne se conserve puisqu'à la sortie, la charge est elle aussi de 50 Ω ; l'antenne devra donc être alimentée au moyen d'un câble coaxial d'impédance 50 Ω et à faibles pertes.

Des transistors équivalents aux BLY61, 62 et 63 peuvent être utilisés ; pour le BLY61 : sont équivalents les types suivants : 2N3924 - PT3501 et 1N4427 pour le BLY62, les transistors équivalents sont : 2N3926 et PT5691 enfin pour le BLY63, équivalent à 2N3927 et PT5690.

Il est à noter que ces 3 transistors ont été conçus pour fonctionner ensemble, avec le montage que nous venons de décrire, et des modifi-

cations de ce schéma risqueraient d'affaiblir le signal de sortie disponible et d'affecter ainsi la qualité des liaisons VHF que l'on est en droit d'en attendre.

Comment piloter cette chaîne d'émission 144 MHz ?

Il y a plusieurs solutions ; la plus simple consiste à réaliser un oscillateur à quartz, qui présente l'avantage d'une grande stabilité ; un transistor à effet de champ MPF102 est monté en oscillateur à quartz sur la fréquence de 72 MHz ; nous avons choisi cette fréquence en raison du fait qu'il est facile de trouver des quartz taillés dans cette bande à des prix relativement bas, alors que ce n'est plus le cas pour les fréquences supérieures ! Un circuit oscillant accordé sur 72 MHz est monté à la sortie de cet étage oscillateur et un second transistor FET de type identique, soit MPF102, double cette fréquence et délivre un signal à 144 MHz sous une impédance de 50 Ω avec une puissance comprise entre 50 et 10 mW (voir la figure II-28).

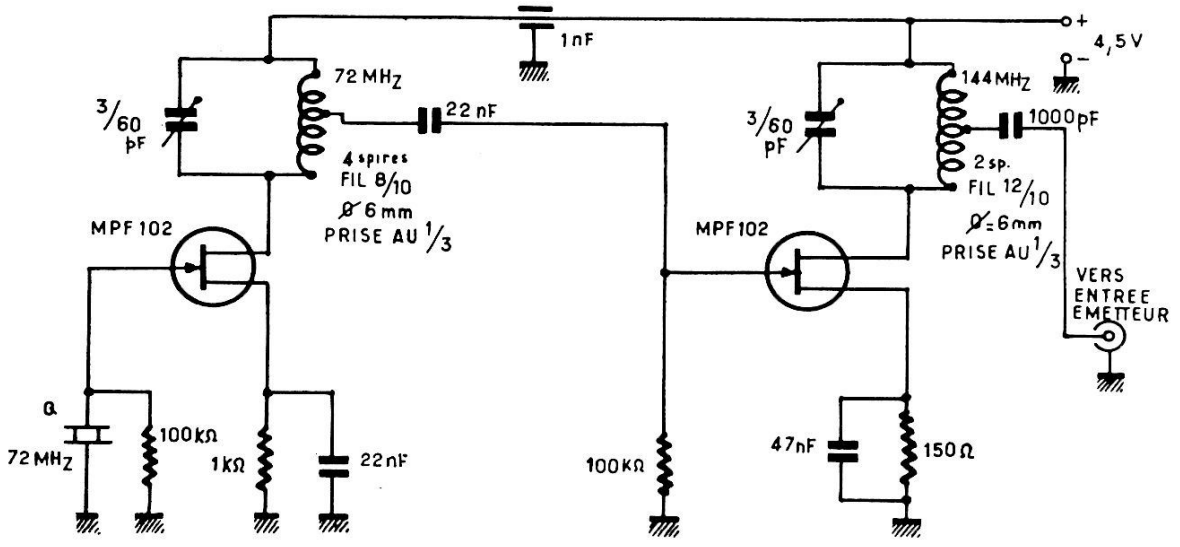


FIG. II-28

L'alimentation de l'ensemble pilote est assurée par une simple pile à 4,5 V du commerce ; il est tout aussi possible d'utiliser la même alimentation que celle de la chaîne d'émission et de monter un pont diviseur de tension permettant d'obtenir 4,5 V sous une intensité de 50 mA, mais l'avantage de la pile indépendante est de présenter une grande stabilité puisqu'étant indépendante de la batterie de la voiture et par voie de conséquence n'étant pas soumise aux fluctuations de tension de cette dernière.

Il est recommandé de monter le pilote dans un petit coffret particulièrement bien blindé (cuivre de 8/10 pour le coffret, entièrement fermé, la pile pouvant être logée à l'intérieur).

Il est également possible de piloter cette chaîne d'émission au moyen d'un Oscillateur à Fréquence Variable ; comme la stabilité en fréquence est primordiale, nous verrons un montage de VFO très élaboré dans un prochain article, et de même pour la modulation il est trois manières de moduler efficacement notre émetteur : par modulation d'amplitude dans le dernier transistor de puissance (BLY63), par modulation d'amplitude dans l'étage « driver » c'est-à-dire dans le BLY62 et enfin en modulant le pilote ; ces trois procédés de modulation vont être étudiés maintenant.

Vingt watts sur 144 MHz à bord d'une voiture, dotée d'une bonne antenne : de beaux DX en perspective !

MODULATION D'AMPLITUDE — MODULATION DE FREQUENCE ET MODULATEURS

Il est trois manières de moduler efficacement notre émetteur 144 MHz :

a) Par une modulation d'amplitude dans l'étage de sortie.

b) Par une modulation d'amplitude de l'étage « driver ».

c) par une modulation de fréquence à bande étroite dans le pilote, qu'il soit à quartz ou à « VFO » c'est-à-dire : Oscillateur à Fréquence Variable.

Nous allons voir successivement ces trois procédés, quelque peu différents.

La modulation d'amplitude appliquée à l'étage de sortie nécessite un modulateur de forte puissance (de 12 à 15 W) afin d'obtenir un taux de modulation efficace (près de 100 %) ; on retrouve là une règle chère aux amateurs de la modulation d'amplitude par le procédé « plaque-écran » si souvent employé dans les émetteurs Ondes courtes à tubes ; un étage final équipé de tubes 807 et devant être modulé plaque-écran nécessite un modulateur de 25 W et plus. Cette règle ne diffère pas avec l'emploi des transistors en lieu et place des tubes.

Ainsi donc, avec une puissance HF de 20 W, on dispose d'un modulateur de 12 à 15 W, alimenté lui aussi en 12 V, ce qui nous donnera une puissance HF efficace rayonnée de 35 W dans les pointes de modulation, d'où une excellente efficacité de l'ensemble émetteur !

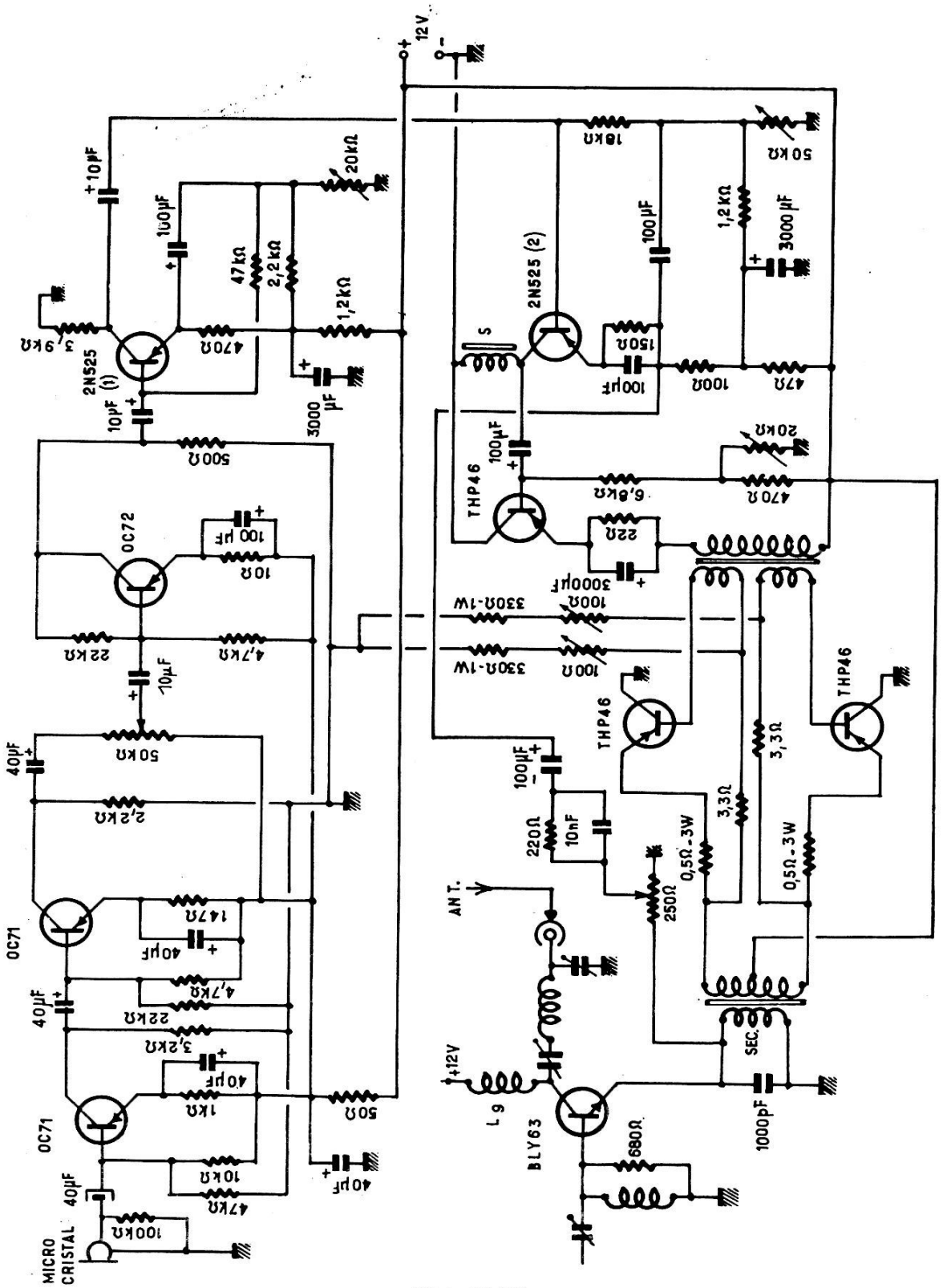

12 V
+10µF
100µF
20kΩ
47kΩ
2,2kΩ
1,2kΩ
9kΩ
2N525 (1)
470Ω
10µF
3000 µF
500Ω
OC72
100 µF
10Ω
22kΩ
4,7kΩ
10µF
50kΩ
40µF
2,2kΩ
OC71
147Ω
40µF
4,7kΩ
22kΩ
3,2kΩ
40µF
1kΩ
50Ω
OC71
10kΩ
47kΩ
40µF
100kΩ
MICRO CRISTAL
40µF
18kΩ
50kΩ
2N525 (2)
100µF
1,2kΩ
3000 µF
S
150Ω
100pF
100Ω
47Ω
THP46
100µF
6,8kΩ
20kΩ
470Ω
22Ω
3000pF
100Ω
330Ω-1W
100Ω
330Ω-1W
THP46
THP46
100µF
220Ω
10nF
3,3Ω
0,5Ω-3W
250Ω
3,3Ω
0,5Ω-3W
ANT.
SEC.
+12V
L 9
BLY63
680Ω
1000pF

FIG. II-29

Ce modulateur de forte puissance (figure II-29) utilise des transistors qui ne sont pas très récents, mais qui ont l'avantage d'avoir fait largement leurs preuves ! Les références correspondent à des semiconducteurs SESCO, mais des équivalents dont la marque est indifférente pourront parfaitement être utilisés sans problème.

Deux avantages sont à relever quant à ce montage BF : à savoir que le — 12 V est à la masse (et c'est le cas de la voiture dont la borne — de la batterie est à la masse de la carrosserie) et en second lieu les transistors de puissance (étage de sortie) pourront avoir leur collecteur directement monté à la masse, ce qui évite d'avoir à monter des radiateurs isolés de la masse ; le châssis de l'amplificateur servira lui-même de radiateur à l'ensemble amplificateur.

Quelles sont les caractéristiques générales de ce modulateur ? Tout d'abord, c'est un amplificateur avec étage de sortie en classe B (montage push-pull, à sortie d'émetteurs) ; un dispositif de contre-réaction est prévu ; sans contre-réaction la puissance de sortie est de l'ordre de 15 W avec un taux de distorsion d'environ 7 à 8 % ; avec un taux de contre-réaction de 18 dB d'efficacité, la puissance de sortie disponible tombe à 12 W, mais le taux de distorsion est de l'ordre de 1 %. La bande passante de cet amplificateur, à — 3 dB d'affaiblissement va de 30 Hz à 50 kHz, la contre-réaction donnant, là aussi, 18 dB d'efficacité. La tension d'entrée efficace à l'entrée du transistor 2N525 (1), c'est-à-dire, sensiblement à la sortie du transistor OC72, doit être de 40 mV le taux de contre-réaction étant nul. Enfin l'impédance d'entrée sur la base de ce transistor 2N525 est de 15 000 Ω.

Le transformateur « driver » de l'étage push-pull présente un rapport d'impédances de 1/3 entre l'enroulement primaire et chaque enroulement secondaire ; il est parcouru par une intensité continue permanente de l'ordre de 70 mA et la résistance ohmique de l'enroulement primaire doit être de 9,5 Ω avec une valeur de self-induction de 270 mH.

En ce qui concerne le transformateur de sortie, sa puissance de définition est de 20 W ; sa charge secondaire ramenée au primaire est de 12 Ω ; la résistance ohmique du primaire (collecteur à collecteur) est de 0,6 Ω ; la valeur de self-induction de l'enroulement primaire est de 704 mH et l'enroulement secondaire d'environ 500 mH. mais cette valeur peut être sensiblement modifiée.

La self à fer « S » insérée dans le collecteur d'un transistor 2N525 présente une ohmique de 150 Ω, une valeur de self-induction de 100 H et le courant continu en régime permanent est de l'ordre de 3 mA. A noter que le secondaire du transformateur de sortie est monté dans le circuit d'émetteur du transistor BLY63 (étage PA de l'émetteur) ; une capacité de 1 000 pF shunte cet enroulement secondaire afin de découpler la composante HF disponible à ces bornes.

La consommation de ce bloc modulateur, alimenté en 12 V par la même batterie que pour la chaîne d'émission est d'environ 3 A.

Le microphone utilisé est du modèle dynamique avec transformateur d'impédance ; un microphone de type « cristal » convient parfaitement et dans le cas où l'on désire employer un microphone « à charbon » du type utilisé dans les combinés téléphoniques (style : radio-téléphones), il est possible de supprimer le premier étage amplificateur de tension (OC71) et même le second étage OC71 dans le cas d'un microphone de grande sensibilité adapté à un excellent transformateur de liaison. Dans ce cas, le microphone et son transformateur attaqueraient directement la base du transistor OC72, sans problème.

La modulation de l'étage driver (BLY62) s'effectue en utilisant un amplificateur BF de 2,5 W, modulant l'émetteur du transistor BLY62. Ce modulateur (figure II-30) présente peu de difficultés de réali-

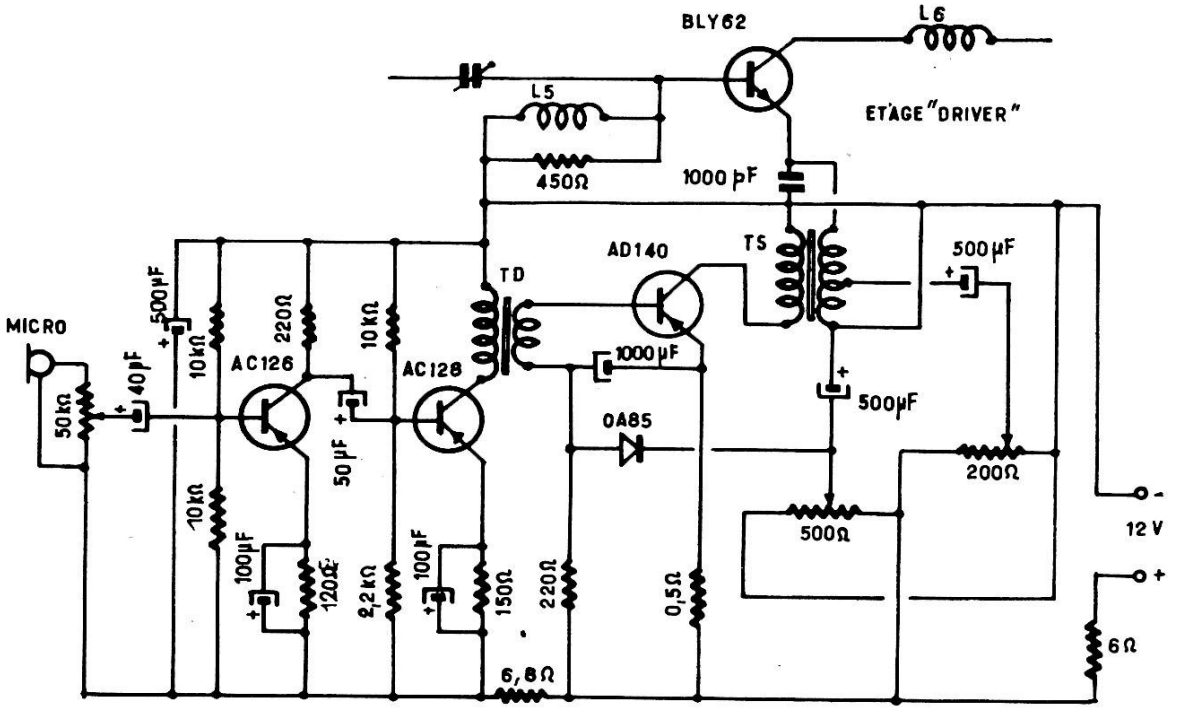


FIG. II-30

sation ; le microphone attaque un étage préamplificateur de tension (AC126) que l'on pourrait supprimer avec l'emploi d'un microphone à charbon de bonne sensibilité ; un étage amplificateur de tension équipé d'un transistor AC128 sert de « driver » à l'étage final équipé quant à lui d'un transistor AD140.

Un circuit de contre-réaction nous permet d'obtenir là encore une très bonne qualité de BF (taux de distorsion de l'ordre de 0,8 à 1 %) à pleine puissance.

L'étage de sortie fonctionne en classe A et son montage appelle quelques commentaires : afin que le courant de repos ne soit pas trop fort en l'absence de signal, le pont de polarisation est constitué par une résistance de 220 Ω, une diode OA85 et la chaîne de deux condensateurs de 500 µF avec une résistance ajustable de 200 Ω. La diode OA85 redresse les tensions BF apparaissant aux bornes du transformateur de sortie, et cette tension redressée polarise la base du transistor de sortie AD140. Cette polarisation en « tension glissante » est constamment adaptée à l'amplitude du signal BF ; on dispose en définitive d'une tension de polarisation qui est variable et toujours en rapport avec l'amplitude des signaux BF à amplifier, ce qui limite la consommation sur les périodes de silence et libère toute la puissance nécessaire lorsque l'on désire avoir un taux de distorsion faible avec une puissance BF élevée. Le réglage du courant de repos (absence de paroles) s'effectue de la façon suivante : le potentiomètre de 500 Ω de type bobiné est ajusté à une valeur telle que le courant de repos du transistor AD140 soit de 120 mA. Le réglage du potentiomètre de 200 Ω s'effectue en parlant devant le microphone, un contrôleur surveillera le courant du transistor de sortie dans le haut-parleur (ou mieux un oscilloscope branché à la sortie, avec un dispositif atténuateur, de telle sorte que l'amplificateur délivre 2 à 2,5 W, mais qu'il n'y a pas de « Larsen » pour autant.

Ce réglage de potentiomètre doit donner un maximum de puissance de sortie un minimum de courant de repos (pendant les silences) et un taux de distorsion le plus faible possible ; lorsque ce triple compromis est atteint, il n'y a plus à retoucher aux réglages des deux potentiomètres de 500 et 200 Ω, que l'on peut bloquer avec un point de vernis ou de colle cellulosique.

Le transformateur « driver » est des plus classiques et de même le transformateur de sortie (type 3 W) est de ceux qui se trouvent dans le commerce (attention toutefois au transformateur de sortie qui doit avoir une prise médiane dans l'enroulement de sortie).

Enfin la modulation de l'étage pilote (modulation de fréquence à bande étroite peut s'effectuer de différentes façons il en est une, à la fois très simple et efficace, car elle élimine toute possibilité d'avoir une excursion en fréquence trop large. Le modulateur que nous avons vu est constitué tout simplement par 2 étages, l'un : préamplificateur de tension avec un transistor OC71 et le second : amplificateur de « puissance » avec un OC72.

Ce modulateur (fig. II-31) est le plus simple que l'on puisse imaginer.

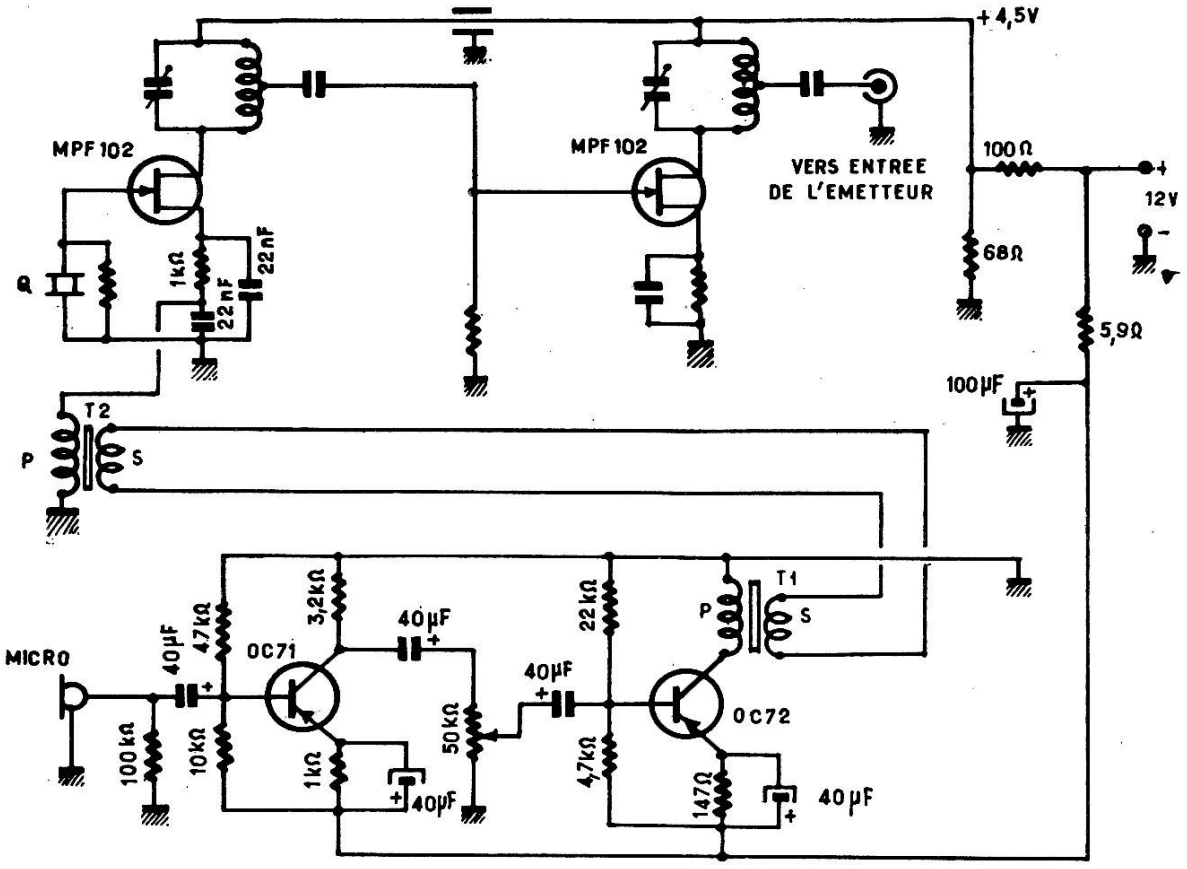


FIG. II-31

Afin d'éviter d'une part les risques d'accrochages entre le modulateur et le Pilote et d'autre part faciliter l'approvisionnement des composants en matière de transformateurs, nous avons préféré utiliser des transformateurs de sortie montés « tête-bêche », le premier étant circuit de « drain » du transistor effet de champ de l'étage pilote monté dans le circuit de collecteur de l'OC72 et le second dans le quartz. La liaison entre ces deux transformateurs s'effectue au moyen d'un câble type « scindex » dont la longueur importe peu ; le transformateur « modulateur » est monté sur la carte de l'amplificateur et le transformateur T_2 est monté, quant à lui, dans le coffret du pilote, à l'intérieur du blindage de ce dernier. A noter que la capacité de découplage de 2,2 nF aux bornes du transformateur T permet d'éviter toute perturbation par mauvais découplage HF. Le gain BF et la valeur de l'excursion en fréquence (taux d'efficacité FM) est réglé au moyen d'un potentiomètre de 50 000 Ω.

Nous devons insister sur l'importance qu'il y a à blinder efficacement le modulateur du pilote, afin de le soustraire d'une part au rayonnement des étages amplificateurs de puissance HF et d'autre part éviter les retours de HF vers le modulateur. La consommation de ce modulateur est des plus minimes (quelques mA !).

Ainsi donc, quel que soit le processus de modulation choisi, que la modulation de fréquence ait la préférence ou bien la modulation d'amplitude, dans tous les cas la modulation de notre émetteur de 20 W en VHF sera efficace et les résultats obtenus avec cet ensemble de transistors « mobile » dépasseront les prévisions à la condition impérative que l'antenne de la station soit bien adaptée et correctement « taillée » pour la fréquence de travail et le mode de transfert de l'énergie de l'émetteur à l'antenne a une importance considérable car c'est de lui que dépend le rendement de l'aérien et en fin de compte, peu importe de fournir plusieurs dizaines de watts, si l'antenne chargée de les rayonner n'en reçoit qu'une infime partie !

UN AMPLIFICATEUR LINEAIRE DE 50 W A TRANSISTORS POUR LA BANDE 144-146 MHz

Disposer d'une puissance d'émission d'une cinquantaine de watts est souvent utile et ceci tout particulièrement lorsque les conditions de propagation sont quelque peu défavorables, ou lorsque l'on ne peut pas utiliser une antenne à grand gain bien dégagée ; combien de fois ne nous sommes nous pas senti « limités » avec nos dix ou quinze watts ? En station fixe, il suffit d'employer un émetteur à tubes et le tour est joué, mais il n'est pas de même en portable ou en station mobile à moins de disposer d'une alimentation par convertisseur statique ou dynamique qui permet l'emploi d'un émetteur à tubes ; en effet, l'idéal semble être de pouvoir utiliser une chaîne d'émission complètement transistorisée et pouvant être alimentée directement à partir des douze volts de la batterie du véhicule ; pour ce faire, l'amplificateur linéaire transistorisé, alimenté en 12 V, semble tout indiqué !

Mais un tel montage doit satisfaire aux conditions suivantes :

a) Etre réellement linéaire, c'est-à-dire fidèle ; nous y reviendrons.

b) Pouvoir délivrer sa puissance avec un taux de modulation correct.

c) Pouvoir n'être utilisé que pendant les périodes souhaitables et non pas forcément en permanence.

d) N'être qu'un « bloc » que l'on intercale entre la sortie de l'émetteur et l'antenne, sans autre branchement.

Voyons successivement ces différents points :

A) Une bonne linéarité

Cela veut dire que le signal de sortie devra être la réplique *exacte*, mais amplifiée quant à son amplitude, du signal d'entrée.

Si l'excitation (sortie de l'émetteur cinq ou dix watts) est modulée en amplitude à 90 %, il faudra que le signal de sortie final soit de 50 W, certes, mais également modulé en amplitude à 90 %.

Si l'excitation est modulée en fréquence ou en phase, les cinquante watts de sortie devront être aussi, quant à eux, modulés correctement en fréquence ou en phase. Enfin, si le trafic s'opère en Bande Latérale Unique, la linéarité du final devra être telle que la BLU soit convenablement amplifiée, sans distorsion ni « moustaches » !

Le seul procédé qui ne pose pas de problème est celui de la télégraphie, puisqu'il n'y a pas de modulation de l'onde porteuse ! et encore, cela s'applique-t-il que pour la télégraphie non modulée.

Il va de soi qu'aucune modulation ne sera appliquée à l'amplificateur linéaire, mais seulement une excitation composée d'une porteuse modulée.

B) Taux de modulation correct

Cela signifie que l'efficacité de 50 W ne sera réelle que si le taux de modulation est respecté intégralement ; pour ce faire, il faudra jouer sur le réglage de l'excitation (ni trop, ni trop peu) à l'entrée de l'ampli pour qu'il n'y ait pas de saturation, d'une part, et pour que l'ampli retransmette bien les nuances mêmes les plus subtiles ou les plus fines du signal d'excitation.

Cette notion rejoint donc la précédente sur la bonne linéarité du système. De même que l'excitation devra être soigneusement dosée, l'accord des circuits de sortie requérera des précautions et beaucoup de soins pour que l'antenne rayonne au mieux et linéairement notre signal amplifié. Ce sera donc avant tout un réglage fin des circuits accordés.

C) Utilisation sporadique

L'utilisation de l'ampli linéaire devra être possible lorsque les conditions de trafic la rendront souhaitable ; pour ce faire, une simple manœuvre, pas de branchements compliqués, pas de réglages longs et délicats mais simplement une commutation, une simple commutation.

Il faudra donc prévoir un montage de commutateur tel que cette fonction soit simplifiée à l'extrême et que les réglages principaux soient réalisés une fois pour toutes.

Ce procédé de commutation sera vu plus loin au moment de l'étude du schéma.

D) Réalisation compacte

Pour être d'un emploi facile, l'amplificateur linéaire devra être réalisé sous forme d'un bloc compact, blindé et complet tel que l'on puisse le glisser à côté de la station et l'y laisser en permanence ; une petite boîte donc, avec les deux fils d'alimentation, la prise coaxiale d'entrée, celle de sortie, un voyant de marche, un commutateur de sélection « AVEC ou SANS ampli » et une commande de CV pour l'accord du circuit final (attaque de l'antenne) et c'est tout !

La réalisation que nous proposons rassemble ces divers impératifs et répond aux critères posés plus haut ; le schéma, le décorticage de ce dernier, les conseils de réalisation et de mise au point, la réalisation pratique enfin et la présentation de l'ensemble vont être étudiés successivement.

I. — Tout d'abord le schéma

Celui-ci (cf. fig. II-32) montre deux transistors BLY63 (de Texas Instruments) délivrant chacun 25 W et montés en parallèle ; ils fonctionnent en classe « C » afin d'être bloqués en l'absence d'excitation, de telle sorte qu'ils ne peuvent être détériorés s'il y a une panne d'exciteur (décrochage du pilote ou mauvais réglages de l'émetteur de 5 à 10 W).

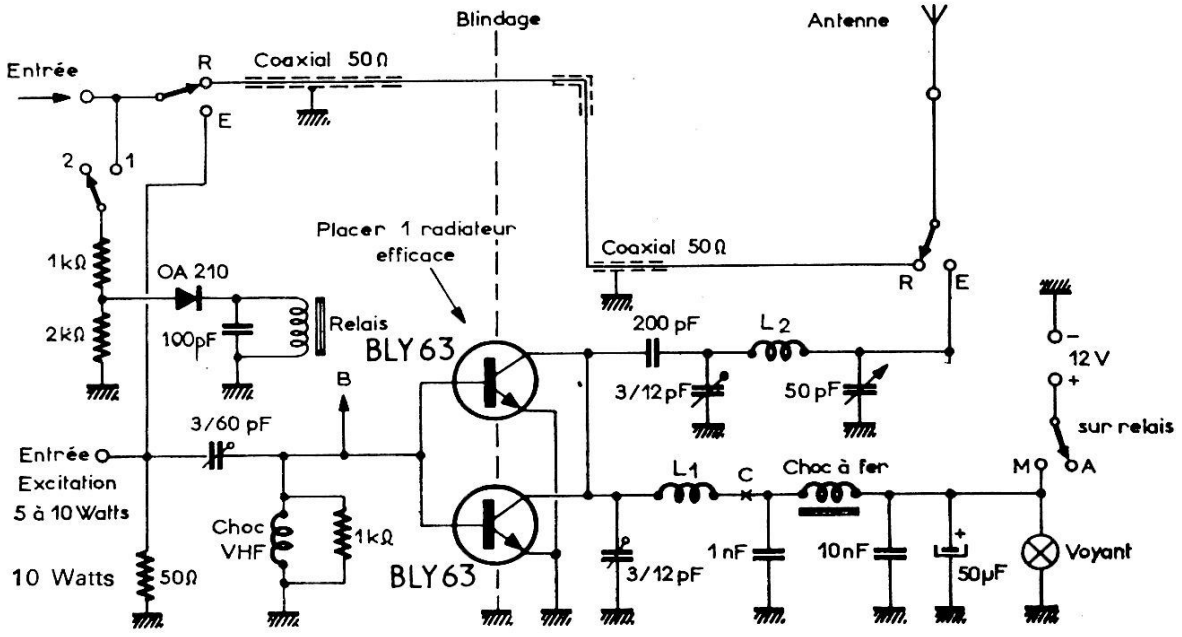


FIG. II-32

Le signal d'excitation est appliqué aux deux bases des BLY63 par un circuit d'adaptation qui dose le taux d'excitation ; une résistance de 50 Ω (1/2 W) assure une bonne adaptation des impédances à l'en-

trée ; une capacité ajustable de 3/60 pF de type cloche sur stéatite dose l'excitation et les deux bases sont mises à la masse en continu par une self de choc VHF shuntée par une résistance de 1 kΩ ; la self de choc est réalisée par une dizaine de spires jointives de fil 8/10 mm émaillé bobiné sur le corps de la résistance après avoir laissé passer un petit morceau de soupliso de très bonne qualité. Les deux émetteurs des transistors vont directement à la masse ; ainsi lorsqu'il n'y a pas d'excitation à l'entrée, les bases étant à la masse, les transistors sont bloqués et ne dissipent aucun courant. Les deux collecteurs sont alimentés en 12 V à travers un circuit accordé sur 144 à 146 MHz (L_1 : 3 spires de fil 12/10 mm, diamètre 15 mm) et une self de choc à noyau de ferrite permet de bloquer tout retour de HF vers l'alimentation ; de plus des capacités de découplage de 1 nF, puis 10 nF et enfin un filtrage de 50 µF chimique complètent ce circuit de collecteur. Une capacité fixe de 200 pF (environ) prélève le signal HF à la sortie des collecteurs pour aller exciter un filtre en « pi » qui assurera l'accord de l'amplificateur à l'antenne ; une self L_2 (3 spires de fil 20/10 mm, diamètre 2 cm) accordée au primaire par une capacité ajustable de 3/12 pF et au secondaire par un CV de 50 pF constitue un filtre Collins bien connu de nos amis ! Une résistance non selfique de 50 Ω assurera la bonne adaptation finale des impédances ; il va de soi que le câble coaxial utilisé, tant pour l'entrée que pour la liaison vers l'antenne sera d'impédance 50 Ω et de très bonne qualité.

Il peut s'avérer utile de neutrodyner notre amplificateur pour compenser les capacités parasites internes ; dans ce cas, entre le point « B » et le point « C », c'est-à-dire entre les bases et la sortie de la bobine L_1 on placera une petite capacité de neurodynage (de 1 à 4 pF) que l'on ajustera pour obtenir le maximum de niveau de sortie, mais sans pour autant faire osciller l'étage !

II. — Le circuit de commutation

Trois impératifs sont à réaliser :

a) En réception, l'antenne doit être raccordée directement à l'exciteur.

b) En émission sans ampli linéaire, l'antenne doit être encore raccordée à l'exciteur, c'est-à-dire à la sortie de l'émetteur exciteur.

c) En émission avec ampli linéaire, l'excitation doit être appliquée à l'entrée de l'ampli et l'antenne à sa sortie et aucune liaison ne doit être réalisée entre l'exciteur et l'antenne.

Pour un trafic rapide, pour passer d'émission à réception très rapidement il ne peut pas être question de commuter plusieurs manettes ; cela doit être automatique, alors comment faire ?

La solution adoptée est la suivante : un relais assez sensible est excité par une petite partie de la HF d'excitation, détectée par une diode OA210 ou similaire et découplée par une capacité fixe de 100 pF ; le prélèvement de cette parcelle de HF se fait au moyen d'un pont diviseur de tension réalisé par deux résistances de 1 kΩ et 2 kΩ ; ainsi, il n'y a pas trop de perte de HF car l'impédance de ce pont diviseur (supérieure à 1 kΩ) est très supérieure à celle de l'entrée (50 Ω) et la perte est à peu de chose près négligeable ; le sens de la diode est à déterminer de telle sorte que le relais colle lorsque l'excitation est appliquée ; si tel n'est pas le cas, il suffit d'inverser la diode ! Si la tension appliquée au relais est insuffisante pour le faire coller, il suffira de réduire quelque peu la valeur de la résistance de 1 kΩ et de la porter à 500 ou 600 Ω ; il vaut mieux ne pas trop descendre en dessous de cette valeur pour ne pas affaiblir l'excitation, appliquée aux deux BLY63. Ceci dit, lorsque l'excitation apparaît, c'est-à-dire lorsque l'on passe en émission, le relais colle et trois inverseurs incoporés à ce relais entrent en action : le premier inverse l'entrée : au lieu d'aller vers l'antenne par le coaxial de liaison, l'excitation va aux bases des transistors BLY63 ; le deuxième inverseur commute l'antenne : cette dernière est débranchée du câble de liaison qui l'acheminait à l'exciteur pour aller vers la sortie de l'amplificateur linéaire ; enfin, le troisième inverseur alimente en 12 V tout l'étage amplificateur. Un voyant rouge (ampoule de 12 V) indique alors que l'amplificateur est en action.

Ces trois commutations sont pratiquement instantanées, mais comme il nous a fallu les expliquer l'une après l'autre pour les bien comprendre, nous les avons vues successivement ; en fait, dès que l'on passe en émission sur l'exciteur, les trois opérations se réalisent en même temps.

Afin de pouvoir ne pas utiliser notre ampli lorsque ce n'est pas indispensable, un interrupteur simple (mais avec un très bon isolement) est monté en série avec le pont diviseur de tension alimentant le relais; lorsque cet interrupteur est ouvert, le relais ne peut pas être alimenté et le câble de liaison entre l'exciteur et l'antenne reste branché en permanence et même en passant en émission, l'ampli ne joue plus aucun rôle.

Nos impératifs de trafic sont bien remplis et il suffira d'abaisser l'interrupteur pour pouvoir disposer de 50 W au lieu de 7 ou 8 ! Le maniement ne peut pas en être plus simple !

Insistons sur la qualité du relais qui dérive tout de même 50 W et de sa qualité dépendra le bon fonctionnement ou les déboires que l'on sera en droit d'attendre de cet ampli linéaire !

III. — Conseils de réalisation

Les deux transistors BLY63 devront être montés sur radiateur ; ce point est important ; ils coûtent assez cher pour justifier cette précaution, et de plus, si l'antenne, pour une raison ou pour une autre venait à être coupée en cours d'émission, il y aurait rupture de charge et le risque de détérioration des BLY63 serait alors grand ! Il faut donc s'assurer de la bonne continuité du circuit entre le collecteur et l'antenne et tout particulièrement dans le bon contact des inverseurs de relais et dans la qualité des prises coaxiales utilisées. Un blindage efficace séparera les circuits d'entrée et ceux de la sortie ; la constitution en tourelle des transistors et prévue pour pouvoir utiliser un blindage et avoir la cosse de base d'un côté et celle de collecteur de l'autre côté du blindage.

Le coffret utilisé sera lui aussi un blindage et cela évitera tout risque d'oscillation et d'interférences avec le pilote ou l'exciteur.

IV. — Présentation

La présentation de l'ensemble amplificateur (cf. fig. II-33) montre un petit coffret métallique de dimensions : 200 × 100 × 100 mm tout compris ; ces dimensions donnent un ensemble extrêmement

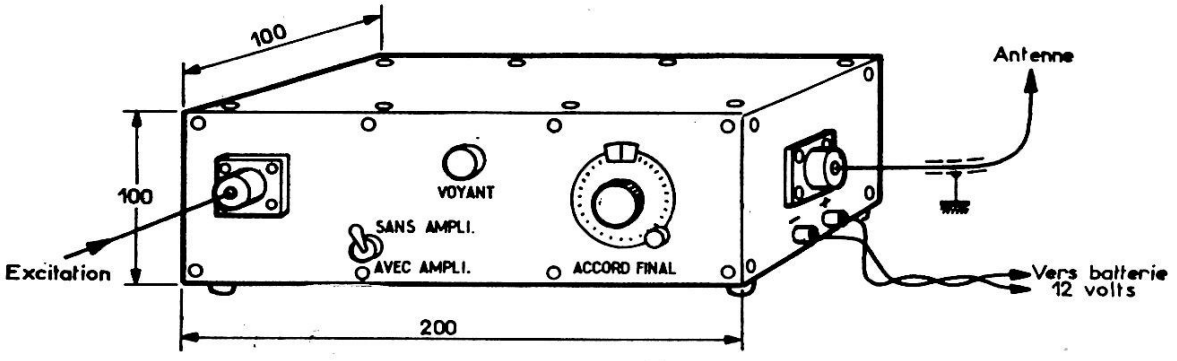


FIG. II-33

compact et qui peut être facilement logé dans un coffre à gants ou sous un tableau de bord de voiture, sans aucun problème. Mais attention : pour une puissance de 50 W, sous une tension d'alimentation

de 12 V, cela signifie que le courant nécessaire sera de 5 à 6 A ; les fils d'alimentation devront être gros et choisis en conséquence : deux fils de 20/10 mm sont un minimum.

Le radiateur utilisé occupera une grande place à l'intérieur du coffret !

Comme on peut le voir, la face avant du coffret ne comportera que la prise coaxiale d'entrée, le voyant rouge de mise sous tension « émetteur 50 W en service », l'interrupteur de sélection « AVEC ou SANS ampli » et la commande du CV d'accord du filtre en π ; sur le côté, la prise coaxiale de sortie et les deux bornes + et — d'alimentation.

V. — La disposition intérieure des composants (cf. fig. II-34)

Celle-ci est déterminée par l'emplacement judicieux des selfs et capacités pour avoir des connexions courtes, des effets de capacités parasites réduits et le moins possible de réactions. Ne lésinons pas sur les blindages et utilisons du coaxial de bonne qualité de 50 Ω pour relier la borne d'entrée au relais, la borne de sortie au relais, et les entrée et sortie de l'ampli linéaire au même relais, ainsi nous éviterons les interactions entre les circuits d'entrée et de sortie.

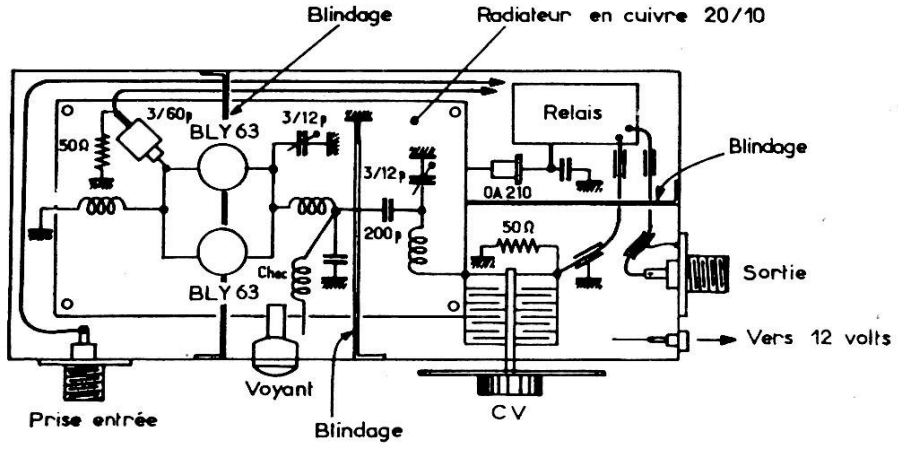


FIG. II-34

Un petit blindage séparera également les deux bobines L_1 et L_2 et il y aura avantage à prévoir une circulation d'air à l'intérieur du coffret pour faciliter l'évacuation de la chaleur produite par les deux BLY63.

Un petit accessoire facultatif mais bien pratique (cf. fig. II-35) est constitué par un circuit de mesure du niveau HF envoyé à l'antenne ; là encore il s'agit d'un pont diviseur (deux résistances de 2 kΩ montées en série) qui n'affecte pas le signal de sortie car l'impédance du pont est élevée par rapport à celle de l'antenne (50 kΩ) ; une diode OA210 ou similaire détecte une petite partie du niveau de HF en sortie de l'ampli et après détection et découplage, cette tension est appliquée à un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale ; une résistance variable de 1 kΩ permet d'ajuster la déviation de l'aiguille : ni trop ni trop peu !

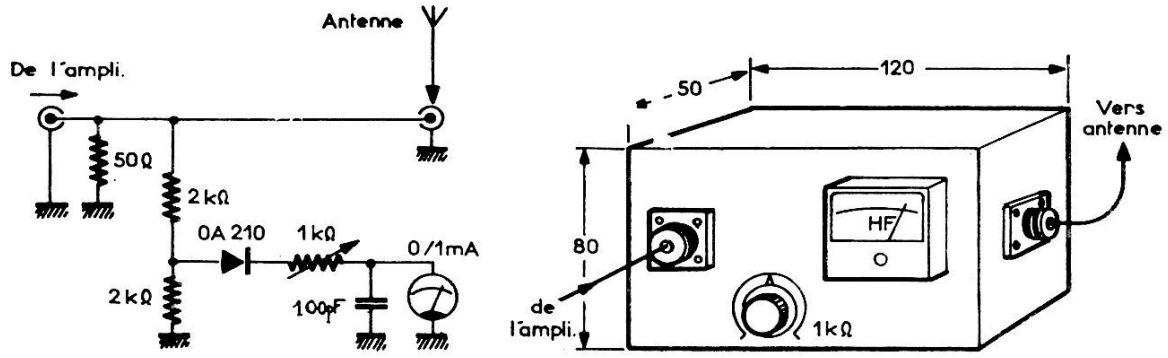


FIG. II-35

Ce petit montage pourrait très bien être incorporé dans le bloc ampli linéaire, mais nous avons préféré utiliser un petit coffret métallique de dimensions modestes (80 × 50 × 120 mm) autonome, pouvant être employé ailleurs si besoin est et que l'on intercalera entre la sortie de notre ampli et le départ antenne ; là encore des prises coaxiales de qualité seront utilisées. A noter que cet appareil de mesure est apériodique, il donne une indication relative et son utilisation est aussi facile en ondes décamétriques qu'en VHF ou UHF.

CHAPITRE III

Les émetteurs-récepteurs mobiles

Après avoir étudié une suite de montages récepteurs, puis de chaînes d'émission, et toujours fidèles à notre principe d'aller croissant dans la complexité des équipements, nous allons aborder tout au long de ce chapitre, des stations émettrices et réceptrices de faible puissance, puis de moyenne et de forte puissance destinées aux liaisons amateurs en mobile ; dans la mesure où ces réalisations pourront être miniaturisées, rien ne s'opposera à ce qu'elles soient également utilisées en portable ou portatif (encore appelées « walkies-talkies ») et même en station fixe (notamment pendant les déplacements de vacances pour lesquels il arrive fréquemment que l'on désire avoir sous la main une petite station à la fois légère et compacte, tout en assurant de bonnes performances et de beaux QSO !

Un premier transceiver (abréviation de « transmitter-receiver ») des plus simples, fonctionnant dans la gamme des 28 MHz et piloté par quartz (pouvant aussi être associé à un montage VFO vu précédemment) d'une puissance de 800 mW en modulation d'amplitude permettra de se faire la main et de réaliser tout de même quelques belles liaisons radio à partir d'une voiture ; son schéma (cf. fig. III-1) fait apparaître trois circuits bien séparés : tout d'abord un récepteur à super-réaction dont la sensibilité est suffisante pour recevoir des stations amateurs de niveau moyen ; un circuit accordé (L_1) permet de recevoir la bande des dix mètres en jouant sur la capacité variable de 10 pF ; un petit amplificateur BF à deux transistors permet d'obtenir une écoute sur un mini-HP ou sur l'écouteur d'un combiné téléphonique. L'émetteur utilise un pilote à quartz (28 MHz) suivi d'un amplificateur de puissance dont l'accord de sortie est obtenu au moyen d'un CV de 5 à 50 pF ; la commande de ce dernier et celle du CV de réception seront « sorties » sur la face avant du coffret.

En émission, l'amplificateur sert de modulateur en amplifiant le signal délivré par le microphone (dynamique muni de son transformateur d'impédances) et en modulant la tension d'alimentation de l'étage de puissance. La puissance de sortie (légèrement inférieure à

un watt) est intéressante compte tenu des possibilités de miniaturisation de cet ensemble ; un inverseur à quatre commutations actionne : l'alimentation, l'antenne, l'entrée et la sortie de l'amplificateur BF-modulateur.

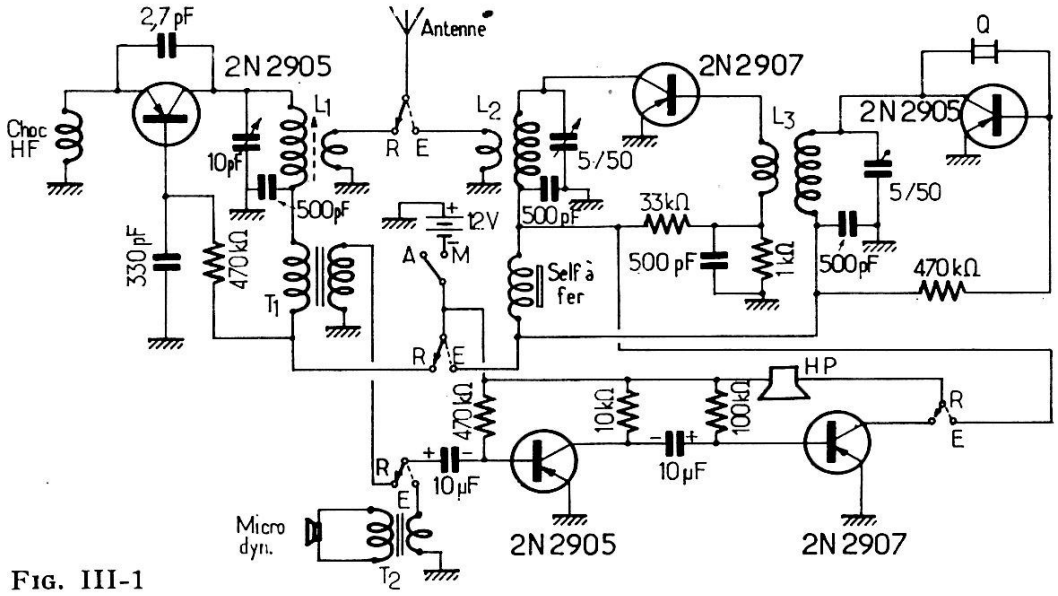


FIG. III-1

L_1 = 15 spires fil 8/10 ∅ 6 mm - couplage antenne 3 spires même fil couplé côté froid
L_2 = 10 spires fil 10/10 ∅ 8 mm - couplage 3 spires même fil
L_3 = 15 spires fil 8/10 ∅ 6 mm - couplage 4 spires même fil côté froid
Q = quartz 28 MHz
Micro-dynamique avec son transformateur adaptateur d'impédances
T_1 = Transformateur Primaire 750 Ω - Secondaire 50 Ω

Le schéma donne toutes les valeurs des composants ainsi que les caractéristiques des bobinages qui devront être soignés tout particulièrement. L'alimentation (12 V avec le + à la masse) pourra être obtenue au moyen de piles sèches placées à l'intérieur du coffret et montées en série ; en raison des performances et caractéristiques des transistors PNP de la série 2N2905 et 2N2907, il est possible d'augmenter la tension d'alimentation et de la porter sans inconvénient à 13 ou 15 V ; dans ce cas la puissance de sortie dépassera quelque peu le niveau du watt.

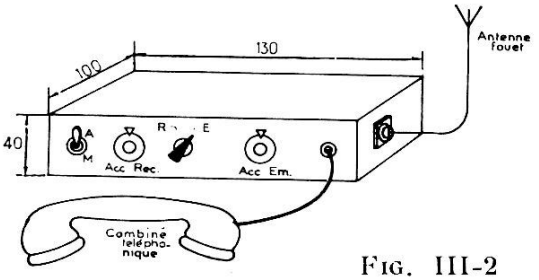


FIG. III-2

La disposition et la réalisation pratique de ce transceiver (cf. fig. III-2) est des plus libre ! il est intéressant d'employer un coffret métallique de dimensions : 40 × 130 × 100 mm qui se logera facilement sous le tableau de bord ou dans le coffre à gants de la voiture ; sur la face avant du boîtier on trouvera : l'interrupteur « marche-arrêt », le commutateur-inverseur « émission-réception », la commande des deux CV (du récepteur et celui de l'accord de sortie émetteur) et enfin la liaison du combiné téléphonique ; l'antenne (fouet sur un véhicule) est raccordée au moyen d'un câble coaxial d'impédance 50 Ω à la sortie antenne : prise coaxiale (Radiall ou BNC : aucun problème).

A noter la présence d'un noyau plongeur dans le mandrin de L_1 ; en jouant sur la position de ce noyau il sera possible de doser le taux de réaction et par voie de conséquence la sensibilité du récepteur.

La petite self à fer utilisée dans l'étage de puissance HF n'est autre qu'une self à fer de type BF ou éventuellement l'un des enroulements d'un transformateur miniature (transfo de sortie BF pour ampli à transistors) par exemple ; ces caractéristiques n'ont pas une importance extrême ; le principal est de présenter un effet de self de choc aux signaux de modulation.

Un équipement plus élaboré est cette :

STATION D'EMISSION-RECEPTION VHF (144-146 MHz) MOBILE

Nous voulons décrire l'équipement « mobile » qui sous l'indicatif F 3 R J-M (indicatif de l'auteur) parcourt quelque 60 000 km par an sur l'actuelle voiture qui est une Taunus GXL ; c'est dire qu'en raison du nombre de kilomètres et de la vitesse du véhicule cet équipement 144 MHz doit être suffisamment solide, insensible aux vibrations et l'antenne particulièrement soignée afin que la prise au vent soit minime.

Nous décrirons l'aspect et les caractéristiques générales de l'équipement, puis en détail la chaîne d'émission (exception faite pour le modulateur), le bloc d'accord d'antenne et la disposition de l'ensemble sur le véhicule porteur.

L'équipement complet comprend :

— un bloc récepteur 144 MHz (réception en modulation d'amplitude ou en fréquence à bande étroite) ;

— un bloc émetteur avec le modulateur et le circuit d'appel ;

— un pupitre de commande ;

— un coaxial (5 m) allant de l'émetteur au support de l'antenne ;

— un bloc d'accord permettant d'accorder au mieux le rendement de l'antenne ;

— une antenne de type « fouet » en fibre de verre de 2 m de longueur montée sur un ressort associé à un isolateur en pyrex à faibles pertes.

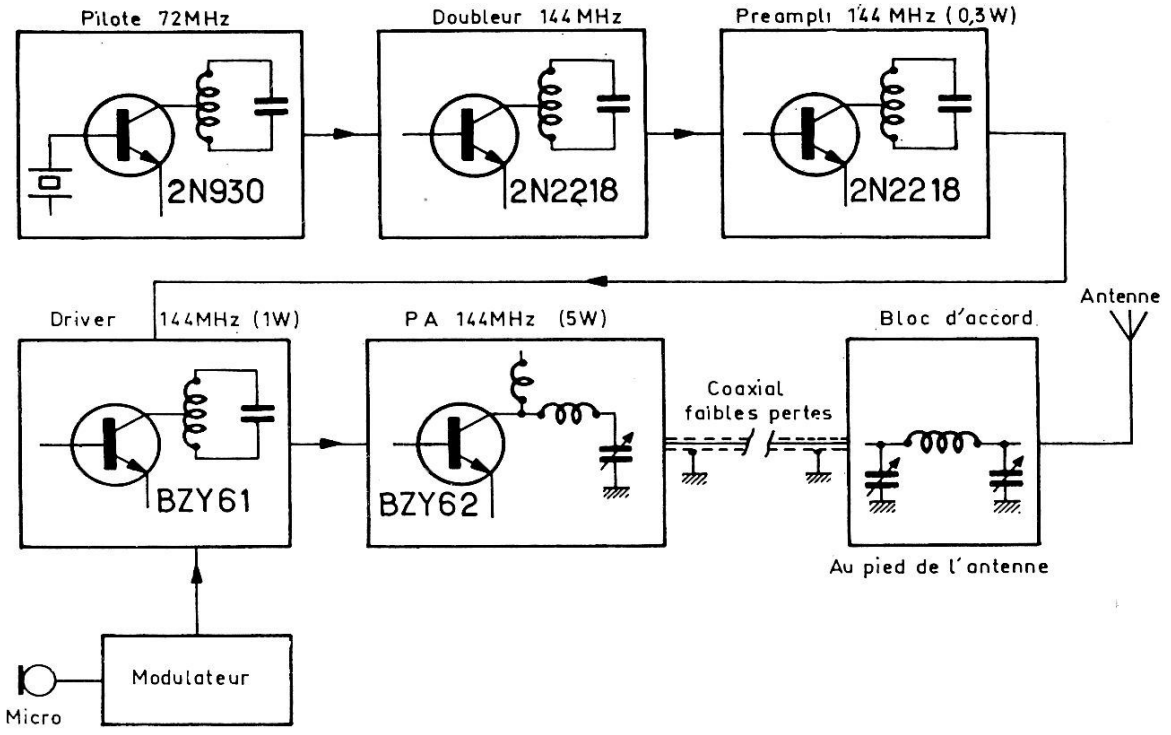


FIG. III-3

Disposition des éléments à l'intérieur du véhicule

L'alimentation de l'ensemble est prélevée sur la batterie 12 V (— à la masse) de la voiture.

La figure montre l'aspect de cet équipement.

Le pupitre de commande est installé à l'emplacement prévu pour le montage d'un poste-auto-radio classique, c'est-à-dire au milieu du tableau de bord. Le bloc récepteur est installé sous le tableau de bord (à la verticale de l'accélérateur) afin d'être très facilement accessible du conducteur.

Quant au bloc d'émission, il est fixé également sous le tableau de bord face au passager avant ; il est commandé, comme le récepteur à distance par le pupitre de commande qui a pour but de passer très facilement d'émission à réception et vice versa, sans mouvement compliqué pour le conducteur, même en roulant, et ceci en appuyant simplement sur un bouton rouge, pour un dialogue très rapide, ou commutant un bouton flèche pour une émission de plus longue durée.

Il permet aussi de doser le gain BF du récepteur, et d'émettre de brefs signaux d'appels lorsque le niveau de parasites est par trop élevé ou lorsque la réception du poste mobile est difficile ou faible. Un voyant en outre indique si la station est en écoute ou en émission ou enfin en veille.

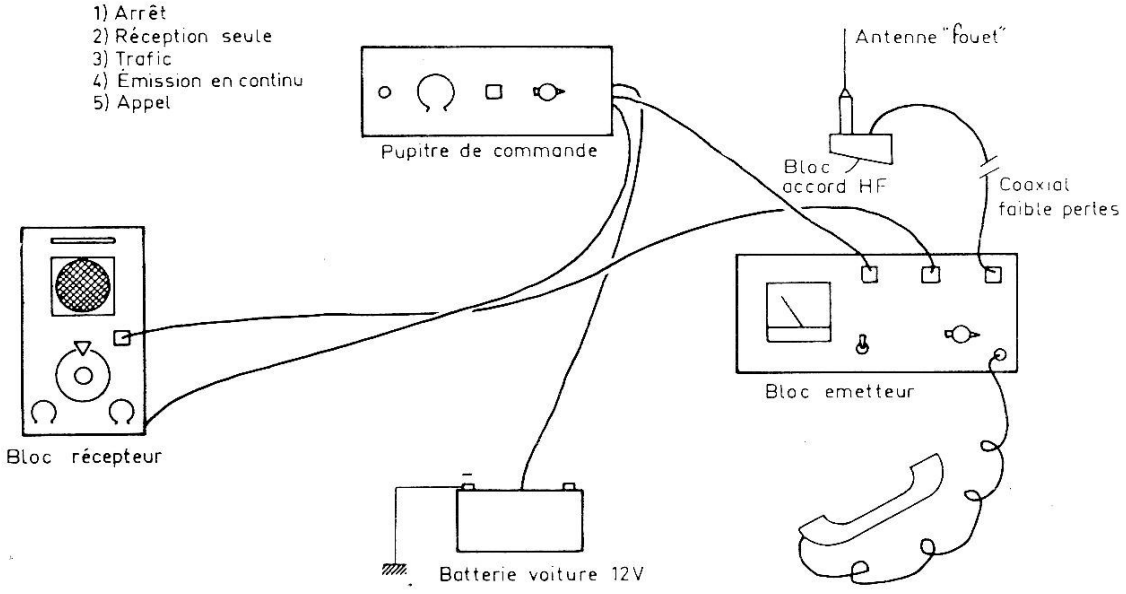


FIG. III-4

Un combiné téléphonique comprend un microphone peu fragile et un écouteur qui assure une bonne compréhensibilité de la réception lorsque le bruit de fond est élevé ou lorsque la réception est faible, le haut-parleur étant alors insuffisant pour recevoir 5 sur 5 le correspondant.

L'antenne fouet et le bloc d'accord (filtre Collins) sont montés à l'arrière de la voiture au niveau du pare-chocs arrière et protégés par les sabots de ce dernier.

Le câble coaxial à très faibles pertes (4 à 5 m de longueur) est muni aux deux extrémités de prises coaxiales professionnelles à gros diamètre. Un câble coaxial de plus petit diamètre relie le bloc émetteur au récepteur (antenne de réception) et un câble à 5 conducteurs relie l'émetteur au pupitre de commande et au récepteur.

A titre indicatif les dimensions de l'émetteur sont les suivantes : 18 cm $\times$ 9 cm $\times$ 22 cm de profondeur ; celles du récepteur sont identiques et celles du pupitre de commande : 18 cm $\times$ 6 cm $\times$ 8 cm de profondeur. Le combiné téléphonique est posé sur un socle lui-même associé au plan incliné de la boîte de vitesse, qui sur cette voiture

comporte quatre indicateurs (pression/température/charge/essence) ; la disposition de l'ensemble permet de ne pas gêner les jambes du passager avant (place du mort), tout en facilitant la manipulation tant de l'émetteur que du récepteur ; le pupitre de commande est accessible des deux places avant, étant placé à mi-distance.

La chaîne d'émission

La chaîne d'émission comporte cinq étages, blindés les uns par rapport aux autres ; pour ce faire, nous avons réalisé des cartes imprimées standards recevant chacune deux étages, sauf pour le PA qui est seul sur la sienne, et chaque carte est montée à l'intérieur d'un boîtier en laiton formant blindage ; de ces boîtiers sortent les fils d'alimentation et l'entrée et la sortie HF.

Le schéma général de cette chaîne (cf. fig. III-5) montre l'utilisation de transistors de type NPN au silicium, afin de pouvoir alimenter l'ensemble avec le — à la masse et les collecteurs étant au potentiel de + 12 V.

Le pilote est un oscillateur à quartz sur la fréquence de 72 MHz associé à un transistor 2N930 ; la sortie sur 72 MHz attaque un transistor 2N2218 qui double cette fréquence et délivre 50 mW sur 144 MHz ; ce signal est ensuite amplifié par un autre 2N2218 qui délivre 0,3 W, lesquels excitent un transistor BLY61 qui nous fournit allègrement 1 W (modulé en amplitude destiné à être l'excitation de l'étage final (équipé d'un BLY62) qui, sous une tension de 12 V et correctement réglé, alimente le coaxial de sortie et lui confie les 5 W HF, à charge pour ce dernier d'en rendre le maximum à l'antenne. Pour éviter une perte par trop importante dans ce tansfert d'énergie un petit coffret adaptateur d'impédances est intercalé entre la sortie de notre coaxial et la base de l'antenne. Ainsi, cette dernière est alimentée dans les meilleures conditions, les pertes sont réduites et le rendement global très satisfaisant. Ce bloc adaptateur est tout bonnement un bon vieux montage Collins ou plus exactement « Jones » destiné à réaliser une adaptation d'impédances quelles que soient les conditions de la source et celles du récepteur (l'antenne en l'occurrence) ; rappelons à cette occasion que ce montage Jones a été largement utilisé pendant la dernière guerre, par les radios de la Résistance qui devaient se contenter d'un bout de fil tendu tant bien que mal entre deux murs comme antenne d'émission pour correspondre avec Londres ; les résultats furent ce que l'on sait et ce circuit adaptateur à de cette façon acquis ses lettres de noblesse ; depuis 25 ans, nombreux sont les émetteurs amateurs qui accordent leurs antennes avec ce procédé cher à l'auteur.

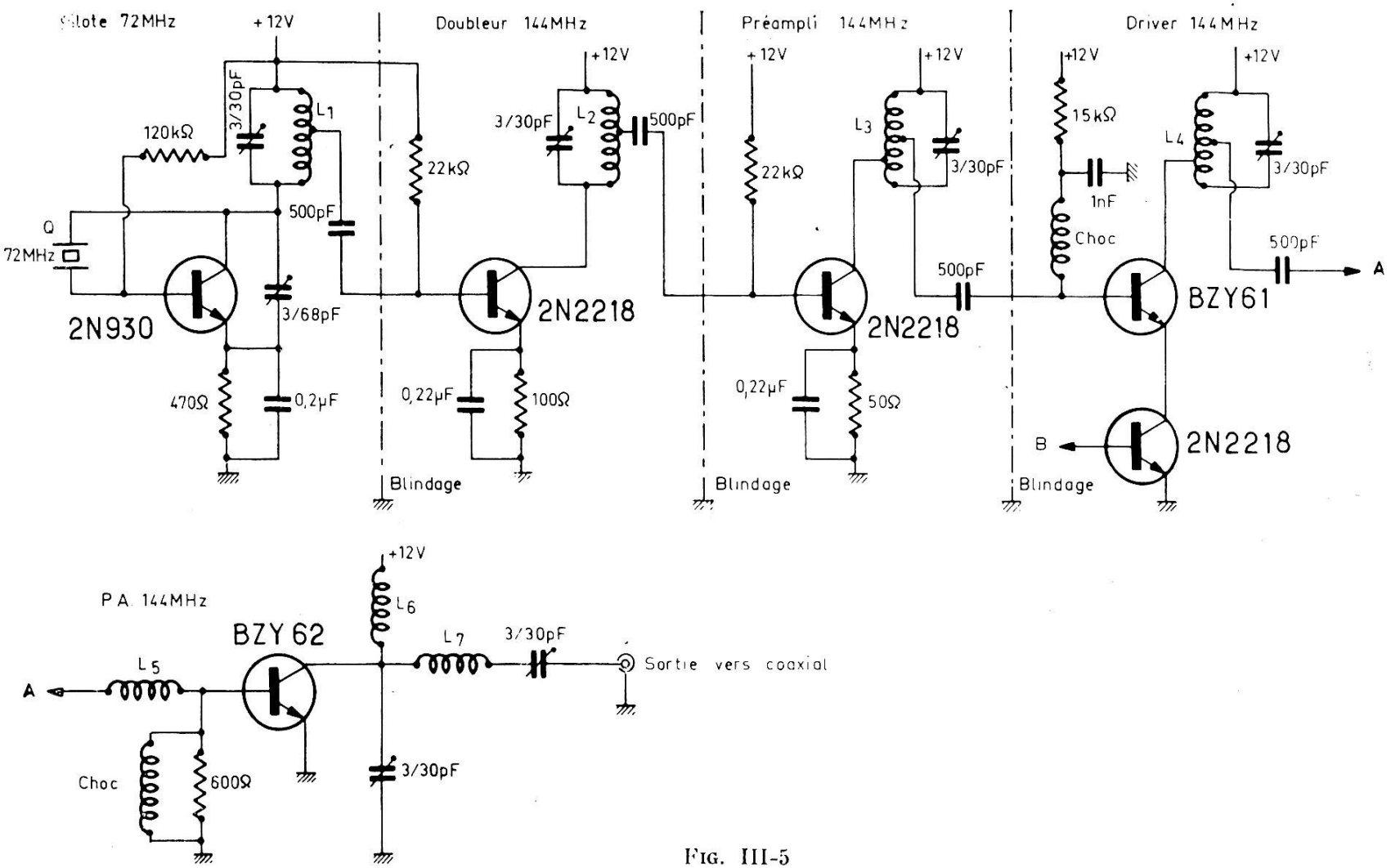

Pilote 72MHz
+12V
Doubleur 144MHz
Préampli 144MHz
Driver 144MHz
120kΩ
3/30pF
L1
22kΩ
3/30pF
L2
500pF
22kΩ
L3
3/30pF
15kΩ
L4
3/30pF
Q
72MHz
500pF
1nF
Choc
500pF
A
2N930
3/68pF
2N2218
500pF
2N2218
BZY61
470Ω
0,2µF
0,22µF
100Ω
0,22µF
50Ω
B
2N2218
Blindage
Blindage
Blindage
PA 144MHz
BZY 62
L6
L7
3/30pF
Sortie vers coaxial
A
L5
Choc
600Ω
3/30pF

FIG. III-5

La modulation d'amplitude est appliquée sur l'étage « driver » dans le circuit d'émetteur et agit comme un robinet qui freine plus ou moins le taux d'excitation appliqué à l'étage final. Le modulateur n'a donc point besoin de fournir plusieurs watts et une puissance de 600 mW BF est suffisante. L'étage pilote à quartz sur 72 MHz utilise un cristal monté entre base et collecteur du transistor 2N930 ; une résistance ajustable de 120 kΩ permet de doser le courant émetteur-collecteur en jouant sur celui de base ; la polarisation de l'émetteur est assurée par une résistance de 470 Ω découplée par un condensateur de 0,22 µF le collecteur a pour charge un circuit oscillant accordé sur 72 MHz avec un petit condensateur ajustable de 3/30 pF à cage ; un second ajustable de très faible valeur 3/6 pF est intercalé entre émetteur et collecteur et permet d'assurer une oscillation à la fois stable et puissante. Le signal de sortie est prélevé au moyen d'une capacité de 500 pF à très faibles pertes et cette dernière alimente la base d'un transistor 2N2218 dont l'émetteur est polarisé par un circuit RC (100 Ω et 0,22 µF) et dont le collecteur a pour charge un circuit accordé sur 144 MHz ; le courant de base est fixé par une résistance de 22 kΩ et par voie de conséquence également le courant-émetteur-collecteur. Là encore le signal de sortie sur 144 MHz est transmis par le truchement d'une capacité de 500 pF à la base d'un autre 2N2218 dont la base est polarisée par une résistance de 22 Ω, l'émetteur par un circuit RC (R = 50 Ω et C = 0,22 µF) et le collecteur a pour charge un circuit oscillant (144 MHz) et délivre environ 300 mW.

C'est ensuite un transistor BLY61 qui reçoit sur sa base le signal délivré par une nouvelle capacité de 500 pF, la base étant polarisée par une résistance de 15 kΩ suivie d'une bobine de choc VHF et découplée par une capacité de 1 000 pF. L'émetteur de ce BLY61 est relié à la masse par l'intermédiaire d'un transistor 2N2218 qui assure la modulation en amplitude ; le collecteur est chargé par un circuit accordé sur 144 MHz et une capacité de 500 pF transmet à l'étage final la HF.

Ce dernier utilise un BLY62 dont l'émetteur est à la masse ; sa base, polarisée par une bobine de choc shuntée par une résistance de 600 ohms et une petite bobine d'accord est montée entre la capacité de liaison et la base.

Le collecteur débite sur deux circuits accordés, tous les deux sur 144 MHz, l'un accordant le collecteur et l'autre destiné à accorder le coaxial de sortie. Pour l'étage PA il est possible d'employer des petits condensateurs ajustables à cage, mais nous avons préféré utiliser des CV sur stéatite à lames argentées et à fort isolement (2 mm entre lames).

Ce schéma au complet (cf. fig. III-5) laisse apparaître des blindages.

Il est important de blinder efficacement chaque étage par rapport aux autres et l'expérience a montré à l'auteur que des blindages insuffisants permettaient à la chaîne d'émission d'accrocher avec une facilité déconcertante !

La réalisation de ces blindages sera vue à la fin de cette description ; nous y reviendrons plus loin.

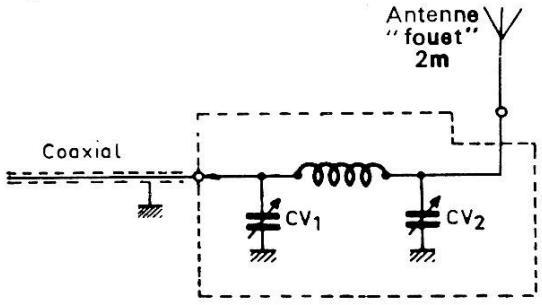


FIG. III-6

Le coaxial de liaison qui relie l'émetteur à l'antenne a une longueur d'environ 4 à 5 m et le bloc d'accord de l'antenne fouet (cf. fig. III-6) est fixé au niveau du pare-chocs arrière et supporte l'isolateur et le ressort de soutien du brin rayonnant. Le coaxial sortant du coffre au moyen d'un passe-fil (cf. fig. III-7) est raccordé par une prise à gros diamètre elle aussi coaxiale ; l'ensemble ainsi monté est

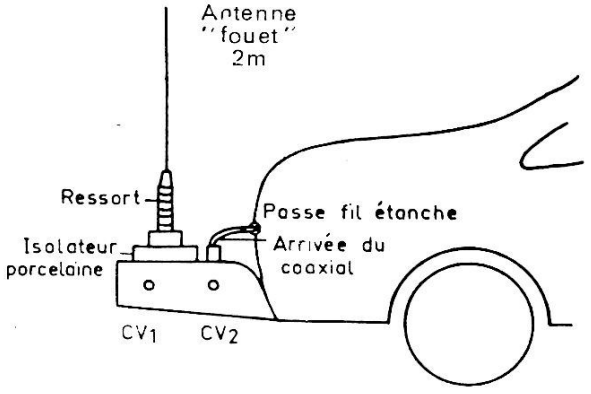


FIG. III-7

bien rigide et le rendement de notre antenne aussi élevé que possible en raison du circuit Jones disposé à la base de l'élément rayonnant. Le réglage de ce circuit est effectué en observant l'aiguille indicatrice

d'un mesureur de champ disposé à 2 m du véhicule ; on joue successivement sur les deux CV du circuit Jones jusqu'à obtention d'un maximum de déviation (champ rayonné maximum). Il est alors facile de bloquer des deux CV avec un point de vernis cellulosique.

A titre indicatif, en insérant une petite ampoule de cadran entre le coaxial et l'antenne, on peut avoir une idée de la puissance émise ; une ampoule de 12 V et 0,5 A s'allume très largement et dans ce cas la puissance délivrée à l'antenne est de l'ordre de 4 à 4,5 W.

Pour faire les essais et afin de ne pas perturber les récepteurs nous avons employé une antenne fictive non rayonnante (cf. fig. III-8).

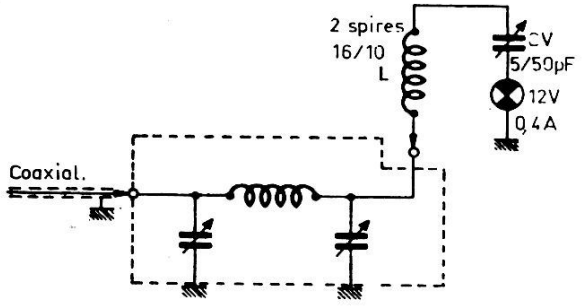


FIG. III-8

Cette dernière, que nous avons branchée à la place du brin rayonnant, est constituée d'un circuit oscillant (L-C) avec une ampoule cadran en série ; ainsi toute l'énergie fournie par l'émetteur et le coaxial de liaison est absorbée par l'ampoule de 5 W, et ceci à la résonance du circuit accordé sur 144 MHz. Ce moyen présente l'avantage de ne pas rayonner, de permettre des réglages précis et de connaître la valeur de la puissance émise à chaque instant ; en outre, en écoutant sur un récepteur VHF (bande 144 MHz) on entend parfaitement la modulation et l'on peut juger de sa qualité et remédier aux défauts éventuels si besoin est.

La réalisation des blindages a donné lieu à la fabrication de trois petites boîtes en laiton (8 cm × 10 cm × 3 cm) complètement fermées à l'exception de trous de diamètre 6 mm pour le passage des fils d'alimentation (+ 12 V) et du fil de modulation. Pour les sorties et entrées HF, il a été réalisé de petites cheminées, blindées elles aussi, qui laissent passer le fil de liaison interétage.

Ces trois boîtes (cf. fig. III-9) sont toutes les trois fixées à une même platine en laiton qui est mise à la masse.

L'ensemble émetteur occupe donc un volume de 8 × 10 × 11 cm.

A l'intérieur de ces boîtes des cartes imprimées standards reçoivent les divers composants ainsi que les bobines et CV ; un petit blindage interne isole le pilote du doubleur, et de même pour la deuxième boîte, un autre blindage interne isole le préamplificateur du driver modulé.

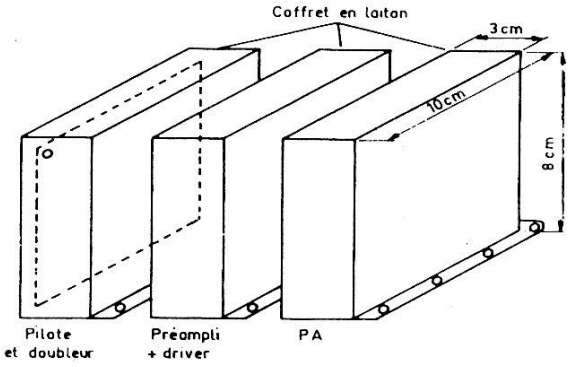


FIG. III-9

Le montage interne de ces boîtes (cf. fig. III-10) a été réalisé de la façon suivante :

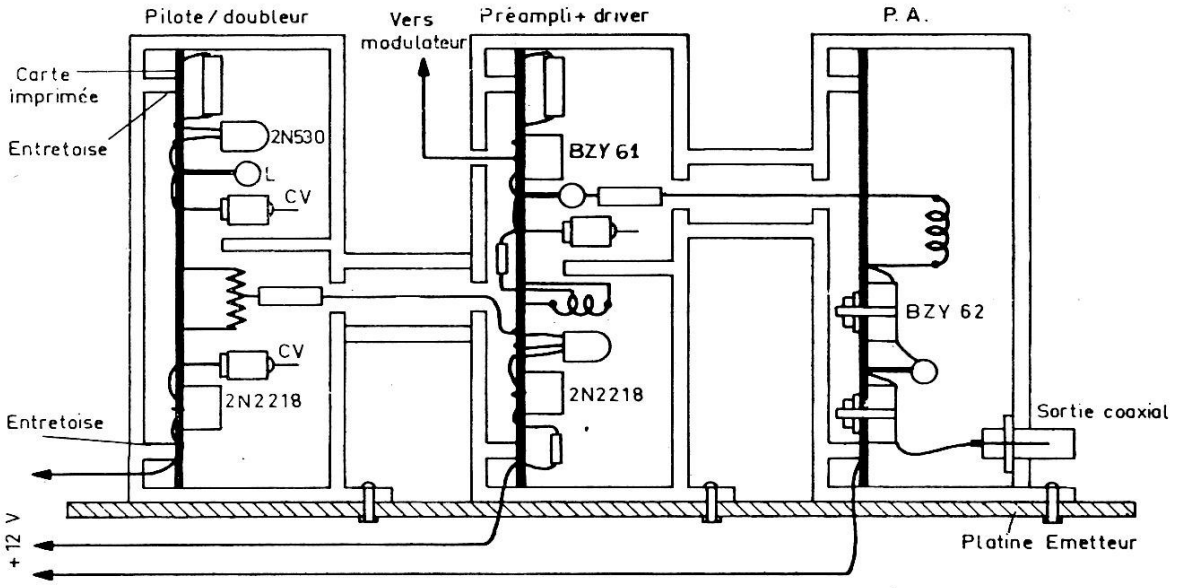


FIG. III-10

Les cartes sont découpées (75 mm × 95 mm) et montées avec les composants, étage par étage ; les circuits accordés sont réglés au grid-dip puis lorsque chaque carte est câblée, elle est ensuite fixée dans sa boîte au moyen de quatre vis avec des entretoises pour isoler le câblage du coffret métallique. Avant de refermer le capot de chaque

boîte un nouveau réglage est effectué afin de parfaire l'accord des circuits L-CV ; le coffret est ensuite fermé et le montage de l'étage suivant commence, avec ses préréglages au grid-dip, puis montage dans la boîte n° 2, puis perfection des réglages précédents et retouche finale avant de refermer complètement cette deuxième boîte ; enfin montage du troisième bloc de la même manière ; lorsque le PA est raccordé au reste de la chaîne, on raccorde le coaxial de liaison, puis l'antenne fictive non rayonnante, et l'on effectue les réglages fins de ce dernier étage puis on referme son boîtier ; il est à noter qu'il est bon de prévoir une face démontable pour chaque boîte — une face est à visser — afin de pouvoir retoucher très légèrement la position des différents CV ; en effet, il est apparu aux réglages que si l'on règle à la limite du décrochage chaque étage pour obtenir le maximum absolu de HF, il peut arriver qu'en passant fréquemment d'émission à réception le pilote ne redémarre pas immédiatement ; dans ce cas, il faut retoucher aux CV du pilote et des étages intermédiaires afin de placer le réglage un peu avant le point de décrochage ; malgré la très légère perte de HF dans l'excitation, le niveau de sortie sur l'antenne n'est pratiquement pas affecté et le taux de modulation est amélioré.

Le travail de tôlerie est certes assez long, mais les résultats obtenus avec cette disposition sont particulièrement intéressants ; le jeu en vaut la chandelle et pour faciliter le montage mécanique, la découpe et le montage des trois boîtes, nous avons employé de la tôle de laiton souple, qui se coupe très facilement et se soude à merveille avec un fer de 80 ou 100 W. Les côtés sont soudés entre eux, à l'exception d'un côté qui est tenu par quatre vis de 3 mm. La platine supportant les trois blocs et montée à la masse est une plaque de 15/10 mm en cuivre.

Avec l'emploi d'aluminium ou de tôle en alliage d'aluminium, il y a un risque de créer des couples et des oxydations isolantes viennent diminuer la qualité du blindage, en outre l'aluminium n'est pas un blindage et il y a tout intérêt à employer du cuivre ou du laiton dont le travail est très facile même sans outills perfectionnés. Le pliage des côtés est réalisé soit dans un étau à larges « mors » ou entre deux cornières en fer elles-mêmes serrées dans notre étau. Un maillet en bois est préférable au marteau pour aplanir la tôle découpée.

Après avoir vu la composition d'ensemble de cette station mobile en VHF sur la bande 144 MHz, et après avoir détaillé la chaîne d'émission qui délivre tout de même une puissance alimentation de 5 W, nous avions annoncé la description du modulateur, du récepteur et du bloc de commande à distance.

Le modulateur

Le modulateur comprend un préamplificateur de micro crystal (logé dans le combiné téléphonique à la place du micro à charbon classique) suivi d'un amplificateur de tension et d'un étage amplificateur de puissance délivrant 1 W environ.

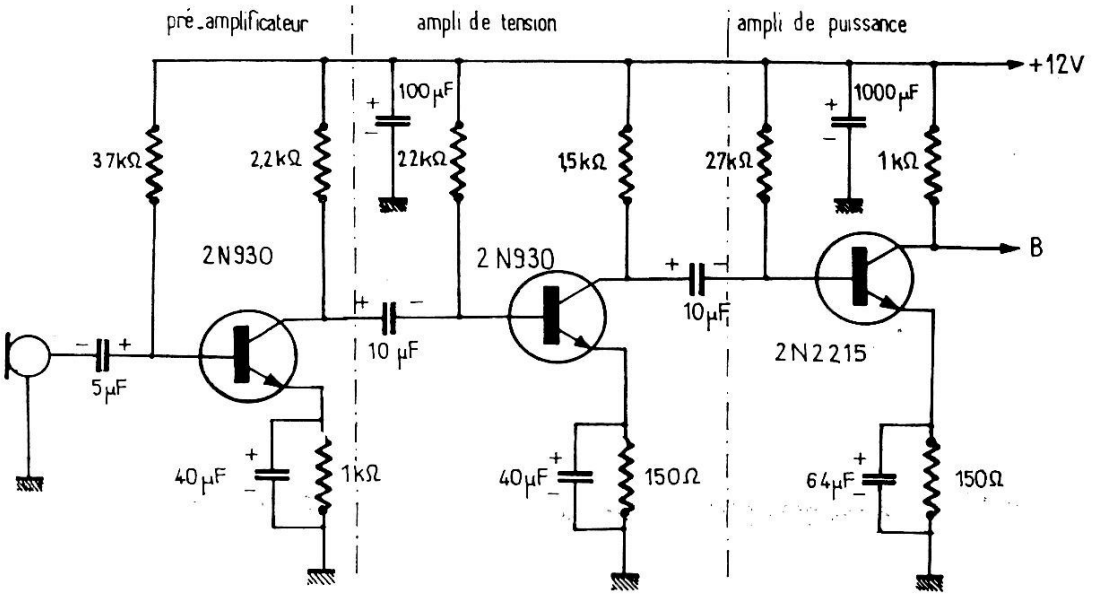


FIG. III-11

Le schéma de cette chaîne d'amplification BF (voir la fig. III-11) ne pose aucun problème de réalisation et le montage a été réalisé sur une carte de circuit imprimé standard au format : 10 × 15 cm et cette dernière est logée dans le coffret d'émetteur.

La disposition des éléments sur la carte du modulateur (voir la fig. III-12) montre la grande simplicité de ce montage.

Le transistor 2N2218 est monté sur un petit radiateur qui lui évite tout échauffement et tout risque de dérive thermique.

Il est à remarquer que l'on aurait pu miniaturiser bien davantage cette carte sur laquelle les composants sont très au large !

Cependant, en raison des composants dont nous disposions et pour éviter de trop « tasser » les éléments et enfin, pour avoir éventuellement la possibilité de modifier un ou plusieurs éléments sur ce modulateur, nous avons préféré avoir de la place, et ce d'autant plus que le

modulateur est fixé dans le fond du coffret et ne prend tout compte fait que relativement peu de place dans le volume alloué au module d'émission.

A titre indicatif, signalons que ce même modulateur a été réalisé après coup sur une carte de format moindre (10 × 5 cm), mais dans ce dernier cas les modifications ultérieures posent quelques problèmes !

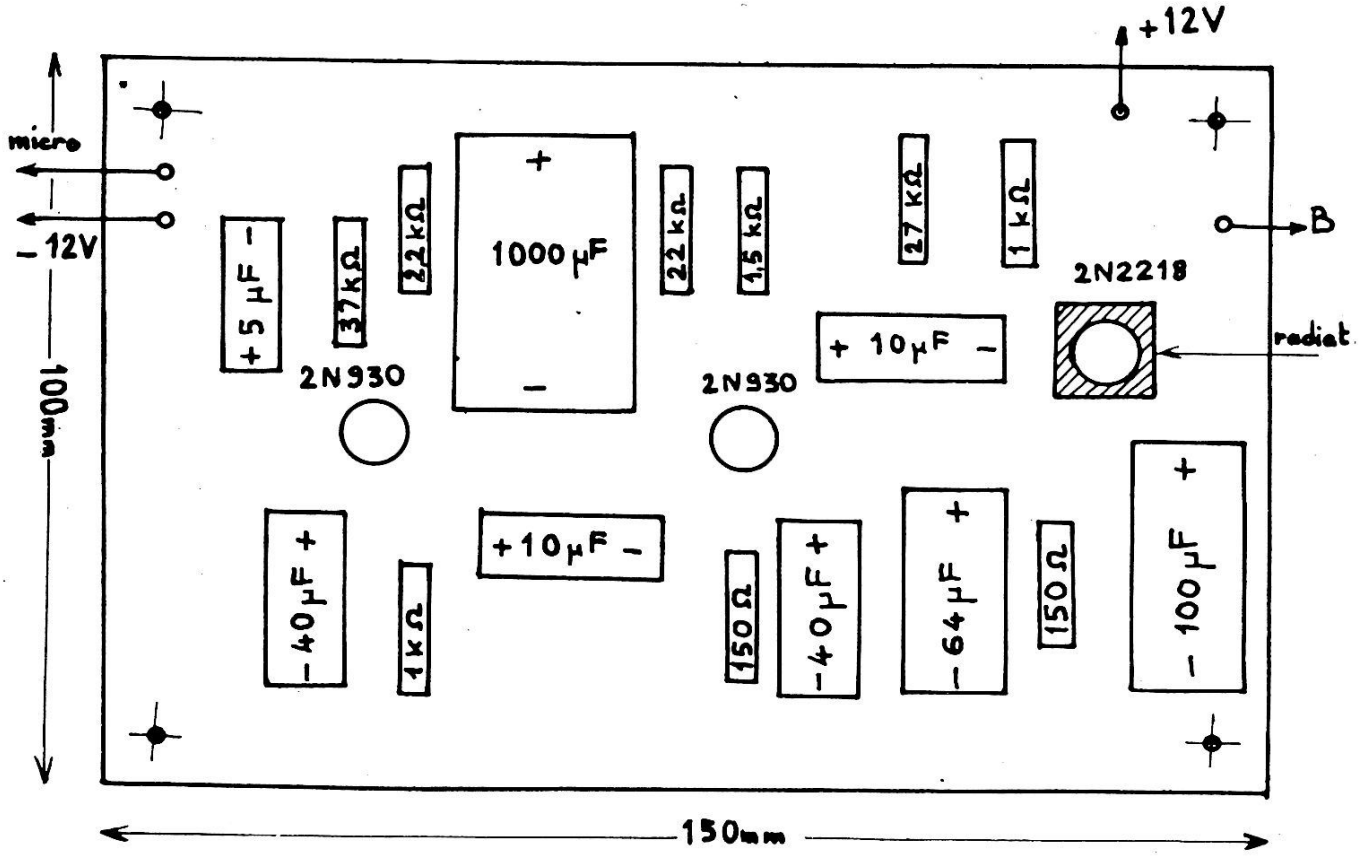


FIG. III-12

La chaîne de réception

En ce qui concerne la chaîne de réception, nous avons utilisé un « tuner FM » transistorisé du commerce qui présentait l'avantage d'avoir une bonne sensibilité dans la gamme 80-95 MHz et qui est réalisé sous un petit volume (5 × 12 × 8 cm) ; nous avons légèrement modifié le réglage du discriminateur afin de recevoir dans de bonnes conditions les émissions en AM dans cette bande, puis nous avons adjoint un petit convertisseur de fréquence 144 MHz/90 MHz,

précédé d'un étage amplificateur VHF dans la gamme 144 MHz. Ainsi, cette chaîne de réception présente un double changement de fréquence, donc une très bonne sensibilité et une grande sélectivité.

Un amplificateur BF très simple permet d'obtenir une réception sur haut-parleur ou sur combiné téléphonique lorsque le niveau, soit des parasites, soit du bruit extérieur, est par trop gênant pour une écoute correcte sur le haut-parleur de la voiture.

Le diagramme de ce récepteur (voir la fig. III-13) montre l'articulation de ce qui constitue un récepteur de trafic conventionnel.

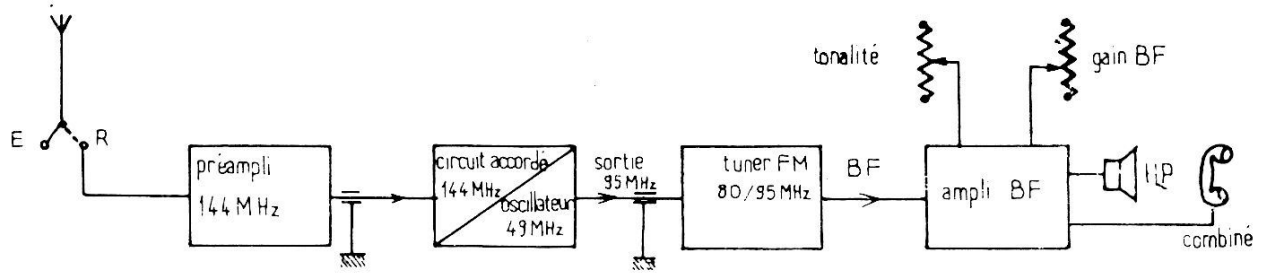


FIG. III-13

Nous ne donnons pas le schéma du tuner FM, car ce dernier pourra être remplacé par n'importe quel tuner transistorisé de n'importe quelle marque, à la condition que l'on ait accès aux bobinages du discriminateur pour son « déréglage de FM en AM ». Le schéma du préamplificateur 144 MHz puis du convertisseur 144/95 MHz (voir la fig. III-14) font apparaître trois transistors constituant les trois étages qui devront être convenablement blindés entre eux pour éviter toute réaction néfaste.

Deux transistors au silicium de type NPN 2N708 sont utilisés pour les préampli 144 MHz et pour le convertisseur 144/95 MHz alors qu'un transistor à effet de champ « FET » MPF102 est monté en oscillateur à quartz, sur la fréquence 49 MHz. En fait s'il est difficile de trouver dans le commerce un quartz 49 MHz, et si l'on trouve seulement un quartz d'une autre valeur, il suffira de décaler le réglage en fréquence du « Tuner » pour retomber sur la gamme 144 MHz ; prenons un exemple : nous ne pouvons trouver qu'un « caillou » de 45 MHz ; le tuner devra être réglé sur : 144 — 45 = 99 MHz (c'est-à-dire tout en bout de gamme FM) ; si le quartz oscille sur 52 MHz, le tuner sera réglé sur : 144 — 52 = 92 MHz.

Si le quartz oscille sur 56 MHz, le réglage du CV du tuner sera de 144 — 56 = 88 MHz, c'est-à-dire à l'autre bout de la gamme FM normale.

L'idéal serait de trouver un quartz accordé sur la fréquence 144 — 95 = 49 MHz, ce qui nous permet de régler le CV du tuner au milieu de sa course et par voie de conséquence, lorsque l'on balaie la gamme FM (de 87 à 105 MHz), le récepteur 144 balaie de 136 MHz à 154 MHz, ce qui couvre très largement toute la bande amateur 144 MHz.

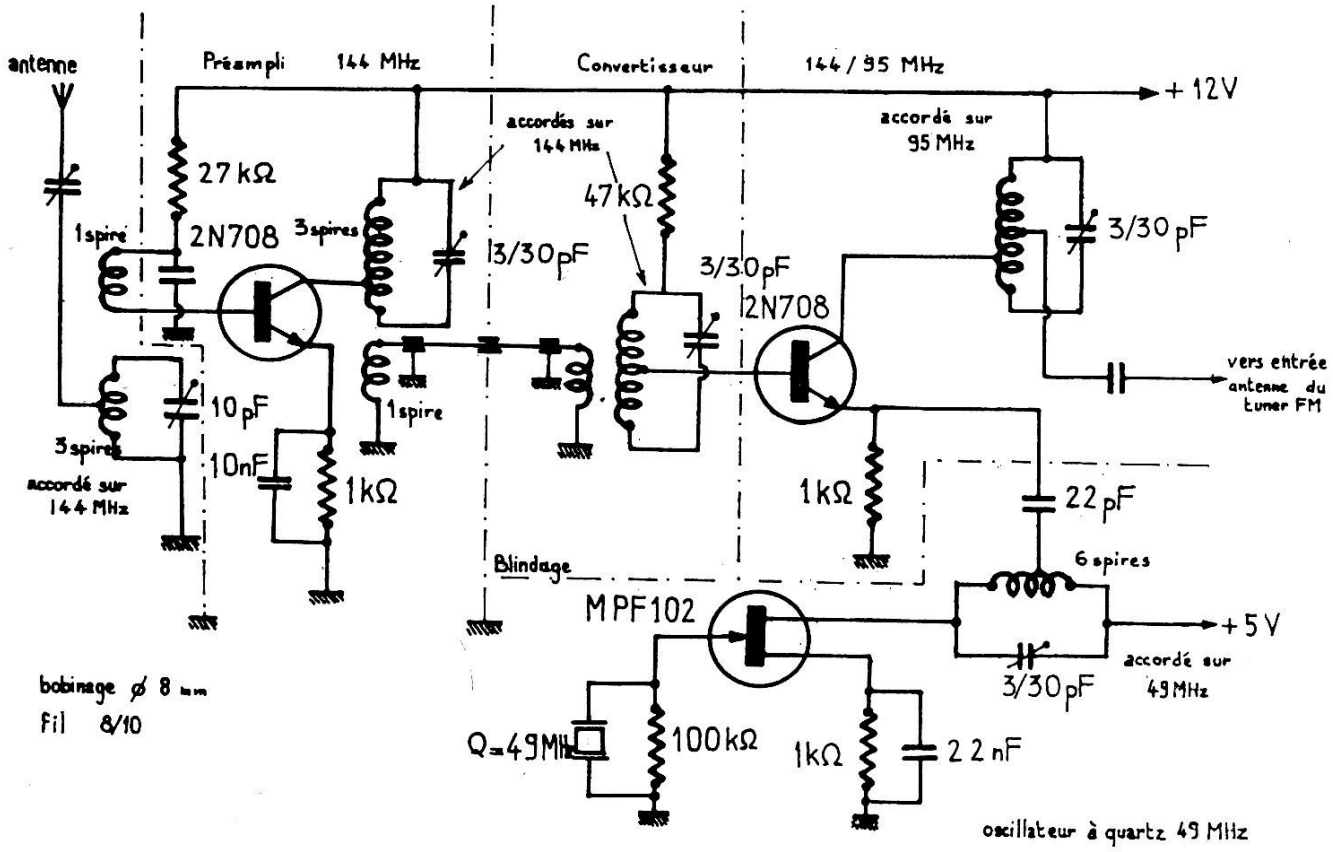


FIG. III-14

Les bobinages sont réalisés sur des mandrins « Lipa » de 8 millimètres de diamètre avec du fil de 0,8 mm en cuivre, ou mieux en fil argenté.

La liaison à l'antenne se fait en coaxial faibles pertes et de même la liaison entre la sortie du convertisseur 144/95 au tuner FM est effectuée avec un morceau de câble coaxial (genre TV).

L'amplificateur BF qui est excité par la détection du tuner est lui aussi réalisé sur une petite plaquette en circuit imprimé standard de format 10 × 7 cm et les composants sont très au large !

Le schéma de cet amplificateur avec son contrôle de gain et de tonalité (cf. fig. III-15) a déjà été donné et nous ne le reproduisons que pour mémoire.

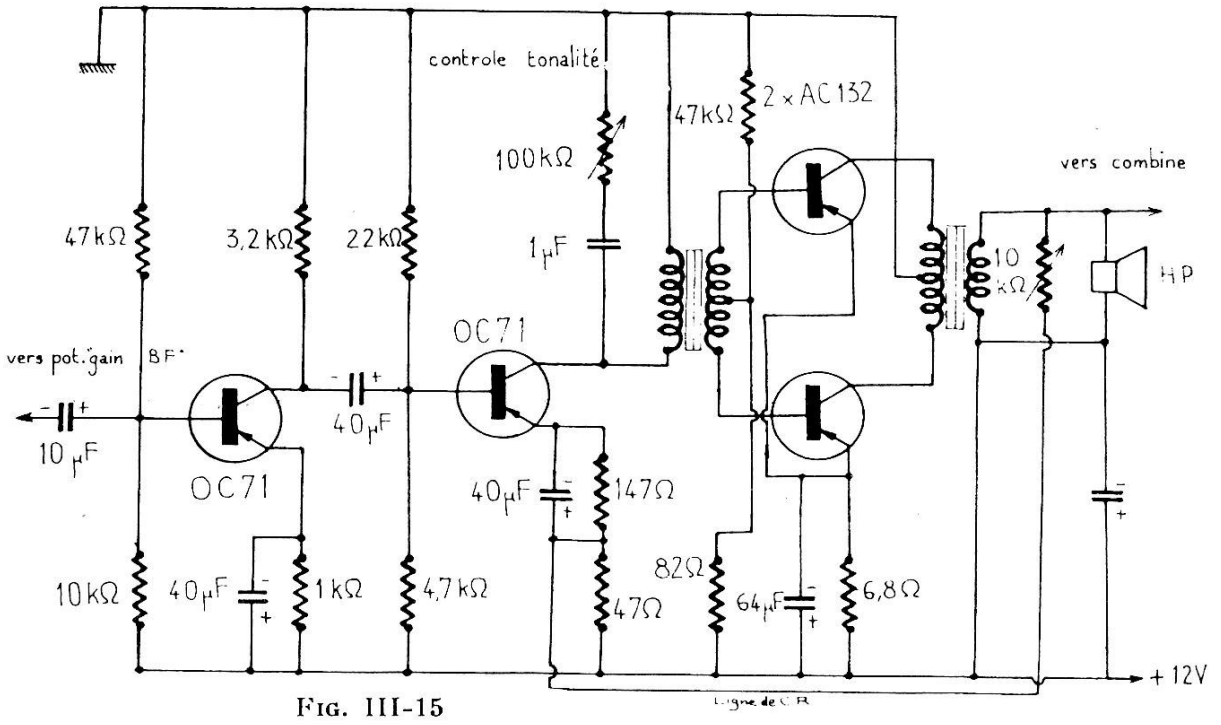


FIG. III-15

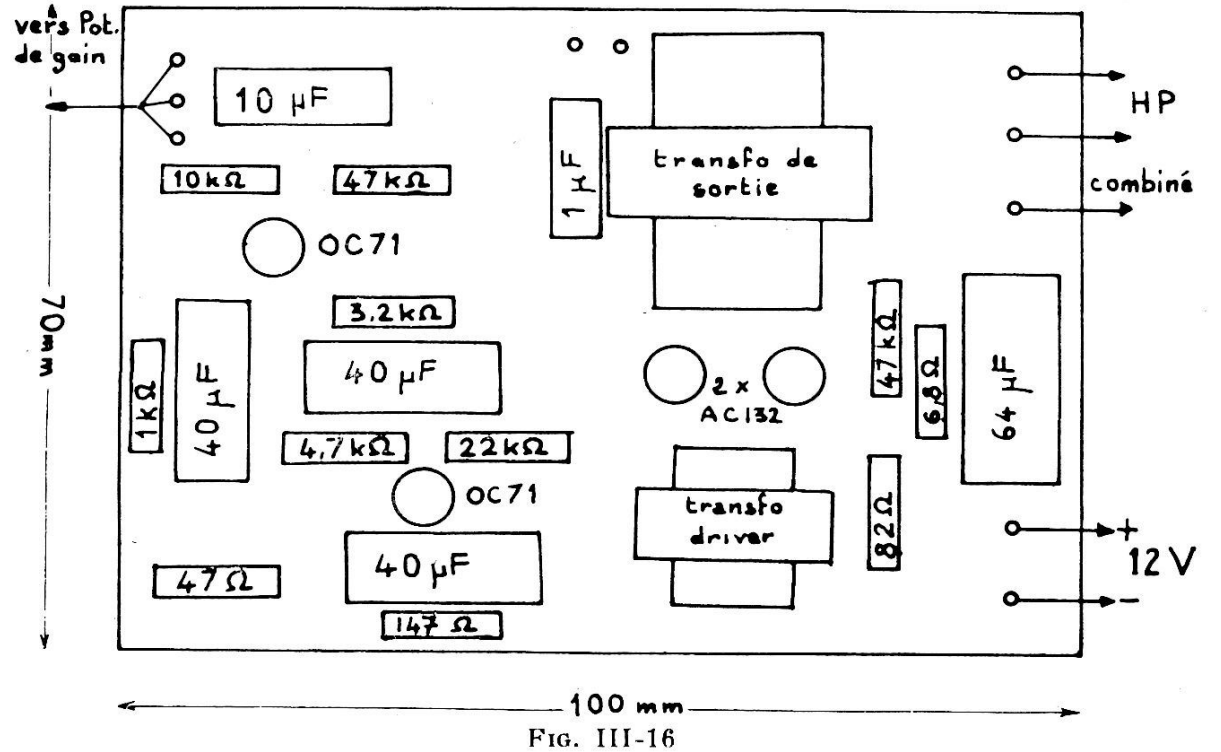


FIG. III-16

Le bloc de commande à distance

Enfin le bloc de commande (description fig. III-17) comporte les éléments suivants :

— Un voyant vert : équipement sous tension ;

— Un commutateur à cinq positions ;

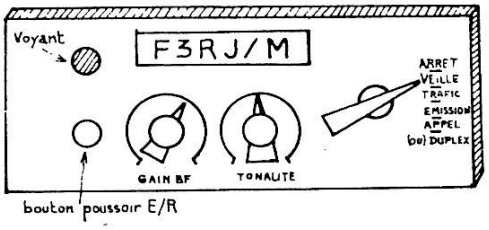


FIG. III-17

a) *Arrêt* (tout est coupé).

b) *Veille* (seul le récepteur fonctionne) et l'émetteur ne peut pas émettre, même si un enfant appuie sur l'inverseur émission-réception).

c) *Trafic* (le récepteur fonctionne et si l'on appuie sur le bouton-poussoir (E/R) immédiatement le récepteur est coupé et l'émetteur fonctionne avec tous ses circuits annexes) ; dès que l'on enlève le doigt du bouton-poussoir, l'émetteur s'arrête et le récepteur fonctionne à nouveau ; cela permet un trafic très rapide et de très courtes phrases.

d) *Emission* (l'émetteur fonctionne en permanence et l'on peut parler un moment sans être obligé d'appuyer pendant tout ce temps sur le bouton-poussoir, ce qui peut être pratique pour le fonctionnement en « duplex ».

e) *Appel* (cette dernière position peut être utilisée soit pour faire fonctionner un circuit d'appel (genre « bip-bip ») ou un appel enregistré en télégraphie ou en phonie) ; enfin cette dernière position pourrait être utilisée pour un fonctionnement en duplex, ce qui revient à faire fonctionner simultanément l'émetteur et le récepteur, mais sur des fréquences de travail différentes pour ne pas saturer le récepteur par l'émetteur en fonctionnement.

— un bouton-poussoir rouge pour inverser E/R automatiquement ;

— un potentiomètre de gain réception ;

— un potentiomètre de tonalité ;

— Une plaquette comportant l'indicatif d'appel « F.../M ».

Il est à remarquer qu'un voyant rouge bien visible s'allume lorsque l'émetteur est en fonctionnement, ce qui évite, s'il y a fausse manœuvre, de laisser l'émetteur rayonner à qui mieux-mieux et ceci sans que le conducteur ne s'en aperçoive. Cette précaution n'est pas inutile lorsque la voiture emmène des enfants ou des personnes qui manipuleraient inopinément les commandes de la station mobile.

Ce petit pupitre de commande est placé au milieu du tableau de bord et peut être très facilement manipulé par le conducteur ou par le passager avant, et ceci sans aucune difficulté.

UN PREAMPLIFICATEUR A USAGES MULTIPLES POUR EMETTEURS OU RECEPTEURS

Ce montage (fig. III-18) n'utilise qu'un seul transistor NPN et ne nécessite qu'une faible tension d'alimentation (pile de 4,5 V) ; le gain est très élevé compte tenu de la simplicité du schéma ; pour cette raison, il sera intéressant de l'inclure dans un montage émetteur (comme préampli de micro, par exemple), dans un récepteur comme étage suivant immédiatement la détection ou dans tout autre dispo-

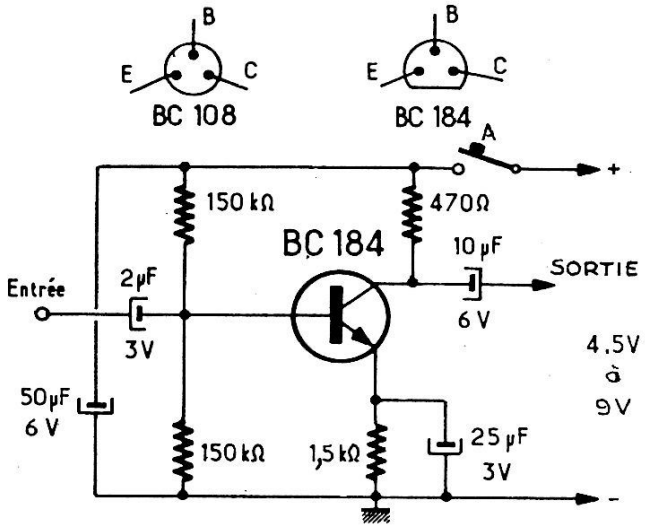


FIG. III-18

sitif (monitor d'écoute ou autre...) ; le transistor utilisé est un BC184 de Texas Instruments ; il est encapsulé sous enrobage époxy, d'où un prix de revient minime ; on pourra éventuellement le remplacer par un BC108, mais le niveau de bruit du BC184 le fait préférer au BC108.

Le montage est des plus classiques : polarisation d'émetteur et découplage élevé, charge de collecteur et sortie capacitive, et pont diviseur de tension pour la polarisation de base ; il est possible d'augmenter quelque peu la tension d'alimentation sans toutefois dépasser 9 volts ; le — est à la masse et le + découplé par une capacité chimique de 50 µF. Un circuit imprimé de dimensions réduites : 40 × 30 mm, supportera tous les composants sans peine ! et pour se faire la main avec les circuits imprimés, donnons le dessin de ce dernier (cf. figure III-19) qui sera découpé dans un matériau tel que la bakélite HF ou le papier phénolique des plus classiques.

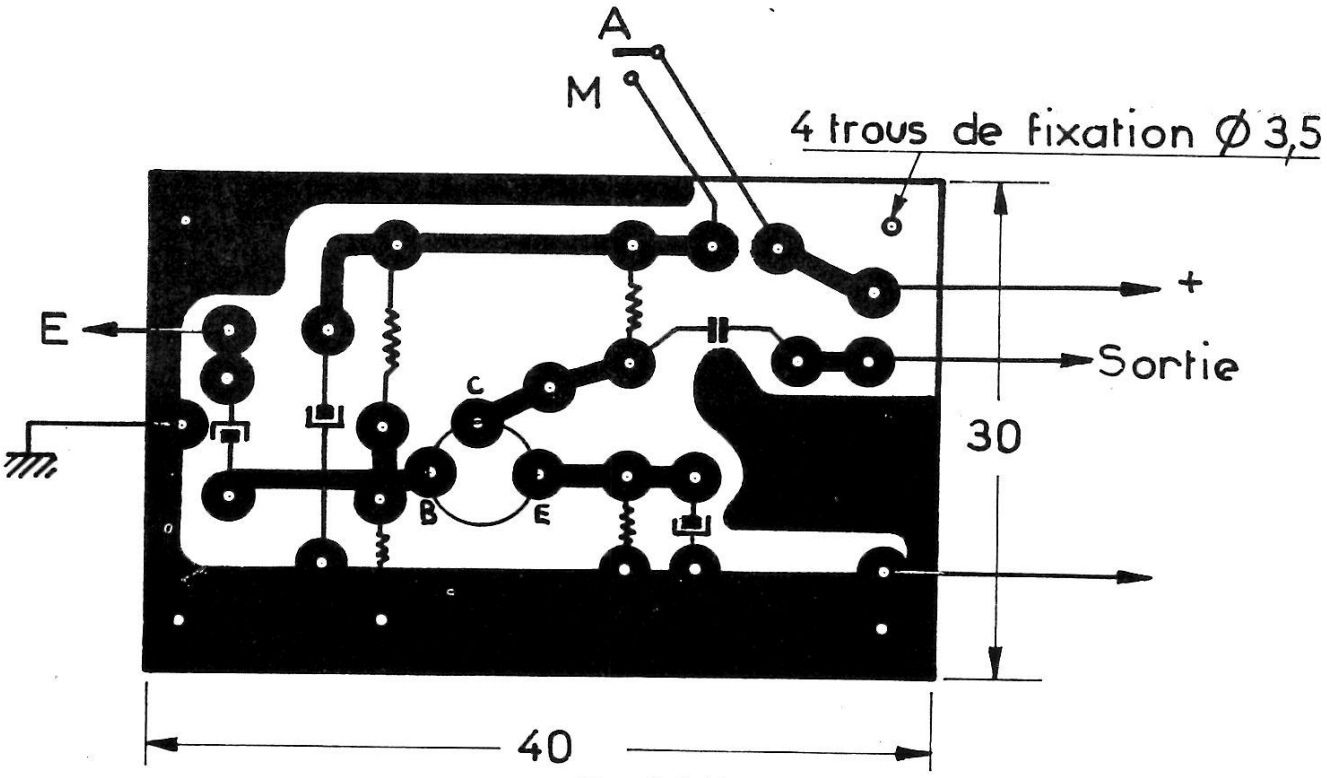


FIG. III-19

Les résistances (modèle 1/4 watt) et les capacités chimiques (miniatures pour transistors) ne nécessitent pas de tolérances très strictes et des modèles à 20 % conviennent parfaitement.

UNE STATION MOBILE 144-146 MHz TRES COMPACTE

Sous un volume réduit (dimensions : 220 × 100 × 200 mm) cet ensemble comprend : une chaîne d'émission délivrant 5 watts antenne : une chaîne de réception à double changement de fréquence

dotée d'une très bonne sensibilité (0,5 microvolt pour un rapport signal-sur bruit de fond de 10 décibels), et une chaîne basse fréquence utilisée à l'émission comme modulateur (puissance 3 watts) et en réception comme ampli BF classique.

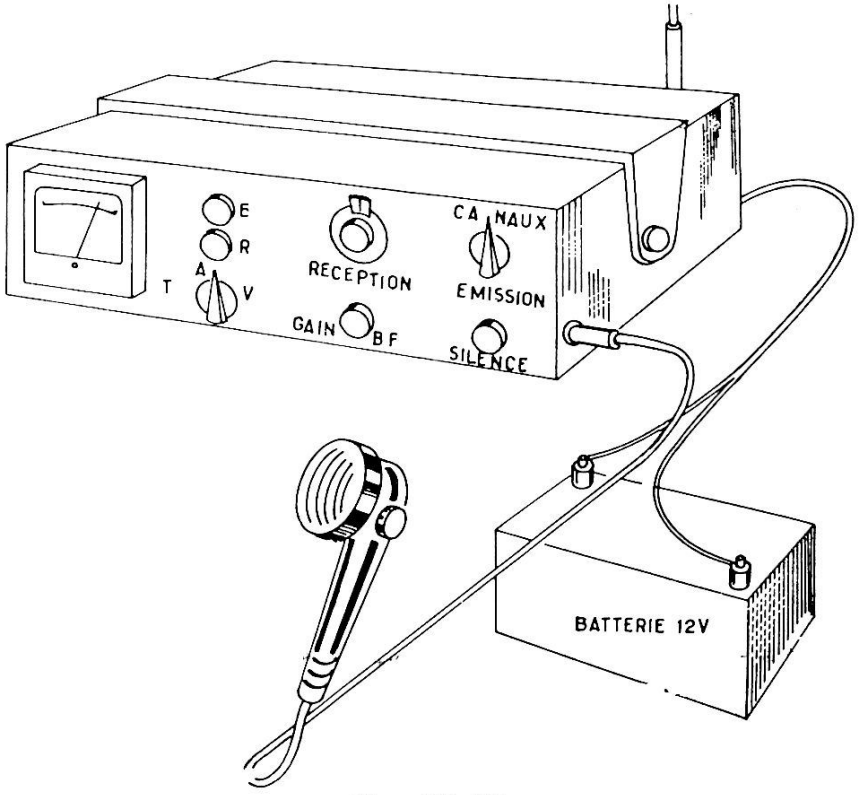


FIG. III-20

Alimenté par le 12 volts de la batterie du véhicule, cet ensemble pourra fort bien être utilisé comme station fixe en la complétant avec une alimentation stabilisée délivrant 12 volts et 2 ampères environ, soit comme poste émetteur-récepteur portatif en employant une alimentation incorporée avec des batteries cadmium-nickel rechargeables après utilisation.

Utilisée comme station mobile, l'antenne fouet du véhicule devra être accordée avec soins en s'efforçant que le taux d'ondes stationnaires de l'antenne et du coaxial de raccordement soit voisin de 1 (une valeur de 1,1 ou 1,15 est satisfaisante). Mais si l'on obtient 2 ou 3 de TOS il sera indispensable de revoir le problème de l'antenne et de son accord. Pour déterminer le TOS d'une antenne, il est nécessaire de disposer d'un petit appareil de mesure appelé TOS-mètre disponible dans le commerce ; pour le cas où cette mesure serait impossible, il est facile d'intercaler entre la sortie de l'émetteur et l'antenne un filtre

en pi (encore appelé filtre Collins ou filtre Jones) et d'accorder l'ensemble rayonnant en obtenant la déviation maximale d'un mesureur de champ placé à quelque distance. Nous reviendrons plus loin sur la fabrication par l'amateur d'un tel appareil de mesure qui est, soyons-en assurés, des plus utiles.

La face avant de la station « compacte » (cf. fig. III-20) comportera donc :

a) Un milliampèremètre indiquant le niveau de HF en sortie (en Emission) et utilisé en S-mètre de réception.

b) Un voyant vert : « Réception ».

c) Un voyant rouge : « Emission ».

d) un inverseur de fonctions : « Arrêt », « Veille », « Emission ».

e) Un potentiomètre de gain BF à la réception.

f) Un potentiomètre de « silence », dont nous verrons plus loin l'utilité ;

g) Un commutateur de canaux à l'émission.

b) Un CV explorateur de bande à la réception.

Un microphone avec bouton-poussoir assure le passage immédiat d'émission à réception pour le trafic normal, et ceci d'une seule main.

Le coffret est solidaire d'un berceau en « U » inversé qui facilite le montage du coffret à l'intérieur de la voiture, sous le tableau de bord ou à tout autre emplacement souhaitable.

Les trois positions de fonctionnement sont les suivantes :

1° ARRET : tout est hors service ;

2° VEILLE : le récepteur est sous tension ; le circuit de silence bloque le préamplificateur BF de la chaîne BF, de telle sorte que le haut-parleur reste muet en dehors de toute réception suffisamment puissante.

Le seuil de déclenchement du circuit de silence est variable par la manœuvre du potentiomètre accessible sur la face avant et marqué « silence » ; ce dispositif permet de ne pas être importuné par le souffle de la bande ni des parasites ; seule une émission modulée permet de déclencher l'amplification BF du récepteur et l'écoute est ainsi beaucoup plus confortable ; cependant pour le cas où l'on désire écouter des stations très faibles, insuffisantes quant à leur niveau pour déclencher le circuit de silence, il suffit de tourner à fond le potentiomètre

correspondant et mettre ainsi hors service cette fonction facultative, et fort pratique. Son fonctionnement est le suivant : en l'absence de réception modulée, la polarisation de base de préamplificateur BF est telle que ce dernier est bloqué. Lorsqu'un signal arrive, et amplifié par la chaîne HF puis FI, il apparaît une tension sur l'émetteur du premier étage FI qui est en quelque sorte proportionnelle au niveau HF reçu ; cette fonction facultative, et fort pratique, de commande qui déploque le préampli BF et le haut-parleur retransmet normalement le signal incident, alors qu'il reste muet quant à la réception du souffle et des parasites.

Le potentiomètre de commande du circuit de silence permet donc de faire varier le seuil de déclenchement du système, et par conséquent de débloquer plus ou moins facilement le préampli BF.

Afin de rendre encore plus compact cet ensemble, le haut-parleur a été monté à l'intérieur du coffret, à plat et dans la partie inférieure, c'est-à-dire perpendiculairement à la face avant.

Nous allons décrire successivement la chaîne d'émission, la chaîne BF et enfin la chaîne de réception.

L'EMETTEUR (fig. III-21)

Quatre transistors constituent la totalité de la partie émission proprement dite :

Un pilote à quartz équipé d'un transistor 2N2222 (boîtier miniature TO18) fournit du 72 MHz ; un étage doubleur (2N2219 en boîtier TO5) accordé sur 144 MHz excite l'étage driver (BLY61) qui sort environ 1 watt, ce qui est suffisant pour exciter l'étage final, équipé d'un BLY62 accordé finement sur 144 MHz et produisant 5 bons watts, que nous retrouverons en grande partie sur l'antenne, dans la mesure où l'accord de cette dernière aura été soigné !

La modulation en amplitude s'effectue de la façon suivante : l'étage driver et l'étage final sont alimentés en + 12 volts par l'intermédiaire du secondaire du transformateur de sortie de l'amplificateur BF de 3 W ; ainsi il y a modulation en amplitude du final et de son excitation, d'où résulte un excellent taux de modulation qui est voisin de 100 %. Comment modifier la fréquence d'émission ? La réponse est simple car il suffit de changer le quartz utilisé au pilote sur 72 MHz et le tour est joué ! C'est la raison pour laquelle nous avons monté un commutateur à six positions permettant de sélectionner la fréquence désirée à l'émission en conservant la grande stabilité du quartz et la mobilité du VFO.

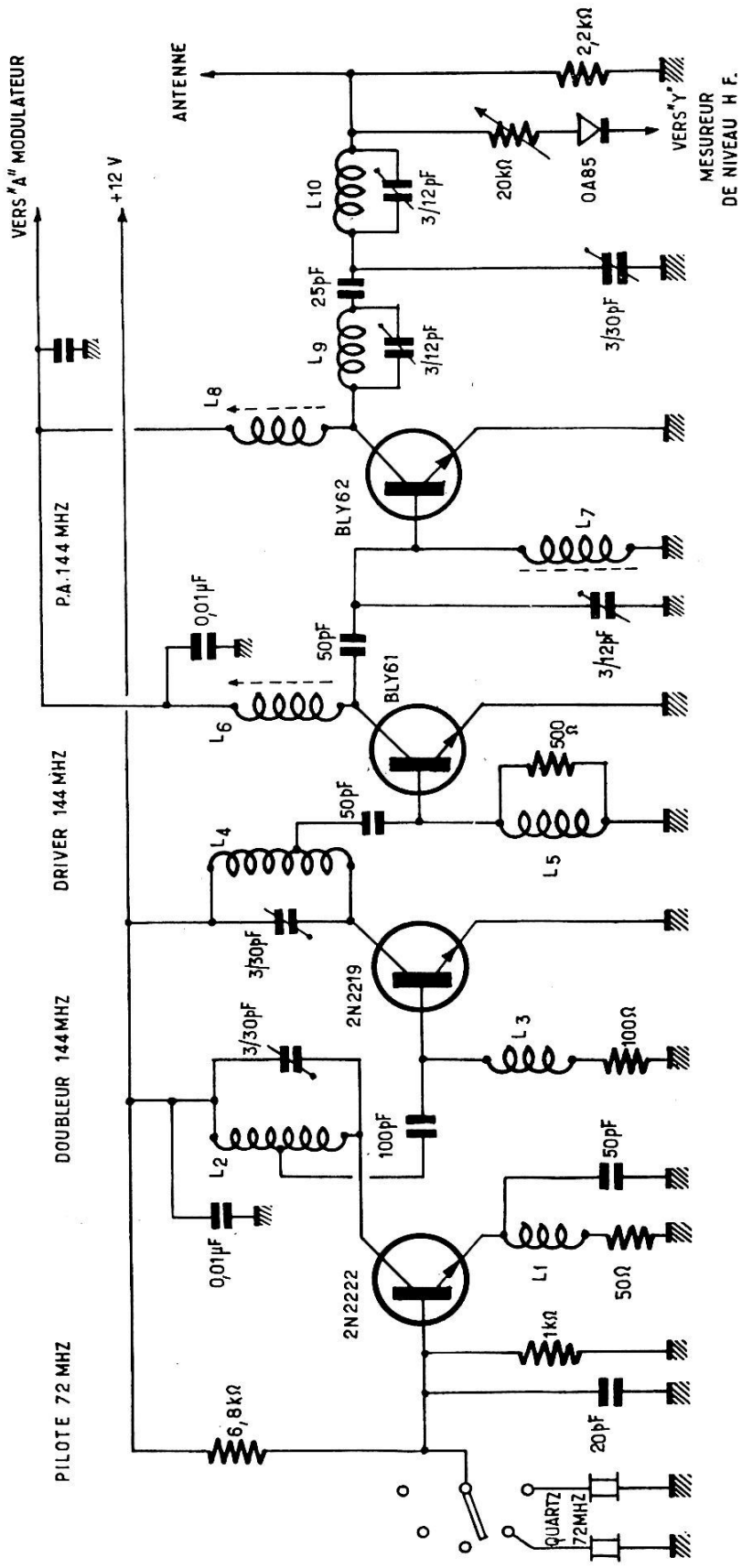

VERS "A" MODULATEUR
+12 V
ANTENNE
2,2kΩ
VERS "Y" MESUREUR DE NIVEAU H F.
OA85
20kΩ
L10
3/12pF
25pF
L9
3/12pF
3/30pF
L8
BLY62
L7
3/12pF
0,01µF
50pF
BLY61
L6
500 Ω
50pF
L4
L5
3/30pF
2N2219
3/30pF
L3
100Ω
100pF
L2
50pF
0,01µF
2N2222
L1
50Ω
1kΩ
20pF
6,8kΩ
QUARTZ 72MHZ
P.A.144 MHZ
DRIVER 144 MHZ
DOUBLEUR 144MHZ
PILOTE 72 MHZ

FIG. III-21

Les caractéristiques des bobinages de l'émetteur sont les suivantes :

L_1 = 20 spires fil 0,6 mm sur mandrin 5 mm ;
L_2 = 4 spires fil 0,8 mm sur mandrin de 8 mm prise au 1/3 ;
L_3 = L_1 ;
L_4 = 3 spires fil 0,8 mm sur mandrin de 8 mm prise au 1/3 ;
L_5 = 15 spires fil de 0,6 mm bobinées sur la résistance de 500 Ω ;
L_6 = 4 spires fil 0,8 mm sur mandrin de 8 mm à noyau ;
L_7 = L_6 ;
L_8 = L_6 avec fil de 1 mm ;
L_9 = 3 spires fil de 1,2 mm sur air : diamètre 5 mm ;
L_{10} = L_9.

En ce qui concerne la mise au point de l'émetteur, il convient d'accorder les différents bobinages au grid-dip avant de procéder à la mise sous tension ; ce point est tout particulièrement important pour sauvegarder le transistor final qui serait mis hors service très rapidement s'il n'était pas convenablement chargé et accordé. A ce sujet, rappelons qu'il ne faut jamais passer en émission si l'antenne est désaccordée ou en court-circuit, car le transistor final devrait, dans ce cas, dissiper à lui seul toute l'énergie que doit normalement rayonner l'antenne et cette puissance, transformée en chaleur, s'ajoutant à sa propre perte calorifique le détruirait en quelques secondes.

Le pilote doit être accordé avec soin, en jouant sur l'accord de L_7 mais en faisant en sorte que l'accord ne soit pas trop pointu et que cet accord ne soit pas trop près du maximum du niveau pour éviter le décrochage du pilote lors de la remise sous tension suivante. Pour éviter cet inconvénient, il convient de régler la valeur du condensateur ajustable de 3/30 pF pour obtenir le maximum de HF et de revenir très légèrement en arrière afin de conserver une petite marge de sécurité ; ainsi il n'y aura pratiquement pas de perte d'excitation (ou très minime) mais une excellente stabilité du pilote qui redémarrera instantanément à chaque remise sous tension.

LE MODULATEUR (fig. III-22)

Quatre transistors composent la chaîne basse fréquence proprement dite ; vient s'en ajouter un cinquième qui constitue le circuit de silence, dont il a été question plus haut.

Le préamplificateur (2N2222) reçoit le signal BF en provenance de la détection ; le gain BF est réglable par la manœuvre du potentiomètre de 5 kΩ ; par contre, en émission, le signal fourni par le micro est directement appliqué à la sortie de ce potentiomètre, qui n'agit donc pas sur le gain du modulateur à l'émission.

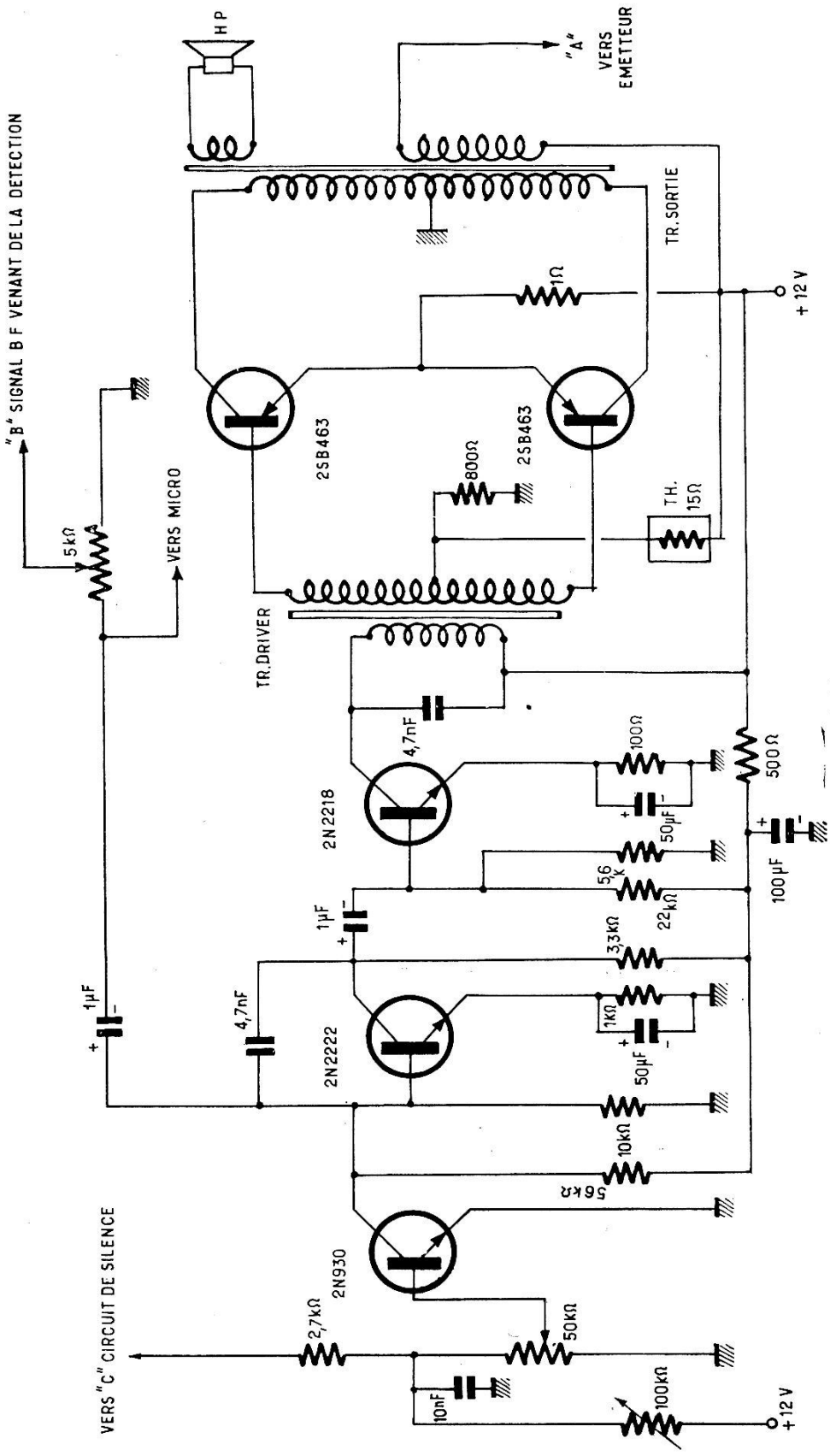

HP
"A" VERS EMETTEUR
TR. SORTIE
1Ω
+ 12 V
2SB463
2SB463
800Ω
TH. 15Ω
"B" SIGNAL B F VENANT DE LA DETECTION
5kΩ
VERS MICRO
TR. DRIVER
4,7nF
2N2218
100Ω
50µF
500Ω
100µF
56kΩ
22kΩ
1µF
33kΩ
1µF
4,7nF
2N2222
1kΩ
50µF
10kΩ
56kΩ
2N930
2,7kΩ
50kΩ
10nF
100kΩ
+ 12 V
VERS "C" CIRCUIT DE SILENCE

FIG. III-22

Le microphone utilisé est du type dynamique avec transformateur incorporé ; son impédance de sortie est de l'ordre de 500 Ω.

Une légère contre-réaction est appliquée au préampli au moyen d'une capacité de 4,7 nF placée entre base et collecteur du 2N2222.

La liaison à l'étage suivant (2N2218 en boîtier TO5) par une capacité de 1 µF filtre quelque peu la bande passante (sensiblement 300 Hz-3 000 Hz) ; le 2N2218 sert de driver au push-pull équipé de deux transistors 2SB463 d'origine japonaise et du type PNP.

Le transformateur de sortie est un modèle 3 watts avec deux enroulements de sortie : le premier est relié au haut-parleur (en réception) et le second module l'émetteur. Les commutations d'entrée et de sortie sont automatiquement effectuées par le relais unique, commandé par le bouton-poussoir du microphone.

Afin de stabiliser l'étage push-pull, il a été monté une thermistance de 15 Ω qui tend à éviter l'emballement éventuel du montage push-pull en compensant la polarisation et ceci automatiquement.

Une résistance de 500 Ω et une capacité de 10 µF constituent une cellule de filtrage placée sur l'alimentation du préampli BF. Un transistor 2N930 est utilisé pour le circuit de silence ; suivant la polarisation de sa base, il se bloque ou devient conducteur ; dans ce cas, il bloque ou non la polarisation de base du 2N2222 préampli.

Une résistance de 50 kΩ montée en potentiomètre permet de faire varier le seuil de déclenchement du blocage du 2N930 ainsi qu'il a été vu plus haut.

Une capacité de 10 µF shuntant la base du 2N930 donne une certaine constante de temps au circuit de silence et tend ainsi à éviter que le préampli ne se débloque d'une manière hachée, et ceci pour des signaux impulsionnels, tels que des parasites de forte amplitude.

Ainsi, lorsque le récepteur se met réellement en écoute, c'est bien qu'il y a une émission sur la fréquence, et que cette émission est correctement reçue.

LE RECEPTEUR (fig. III-23)

La grande sensibilité du récepteur est due au double changement de fréquence ; une sensibilité de 0,5 µV correspond à de très bonnes performances. Le signal reçu de l'antenne est amplifié sur 144 MHz par un premier étage équipé d'un transistor 2N930 ; un oscillateur local sur 117 MHz (transistor 2N914) permet d'obtenir à la sortie du mélangeur (premier changement de fréquence un signal sur 27 MHz : pour faire varier la fréquence de réception, il suffit là encore de changer le quartz de l'oscillateur par le truchement du commu-

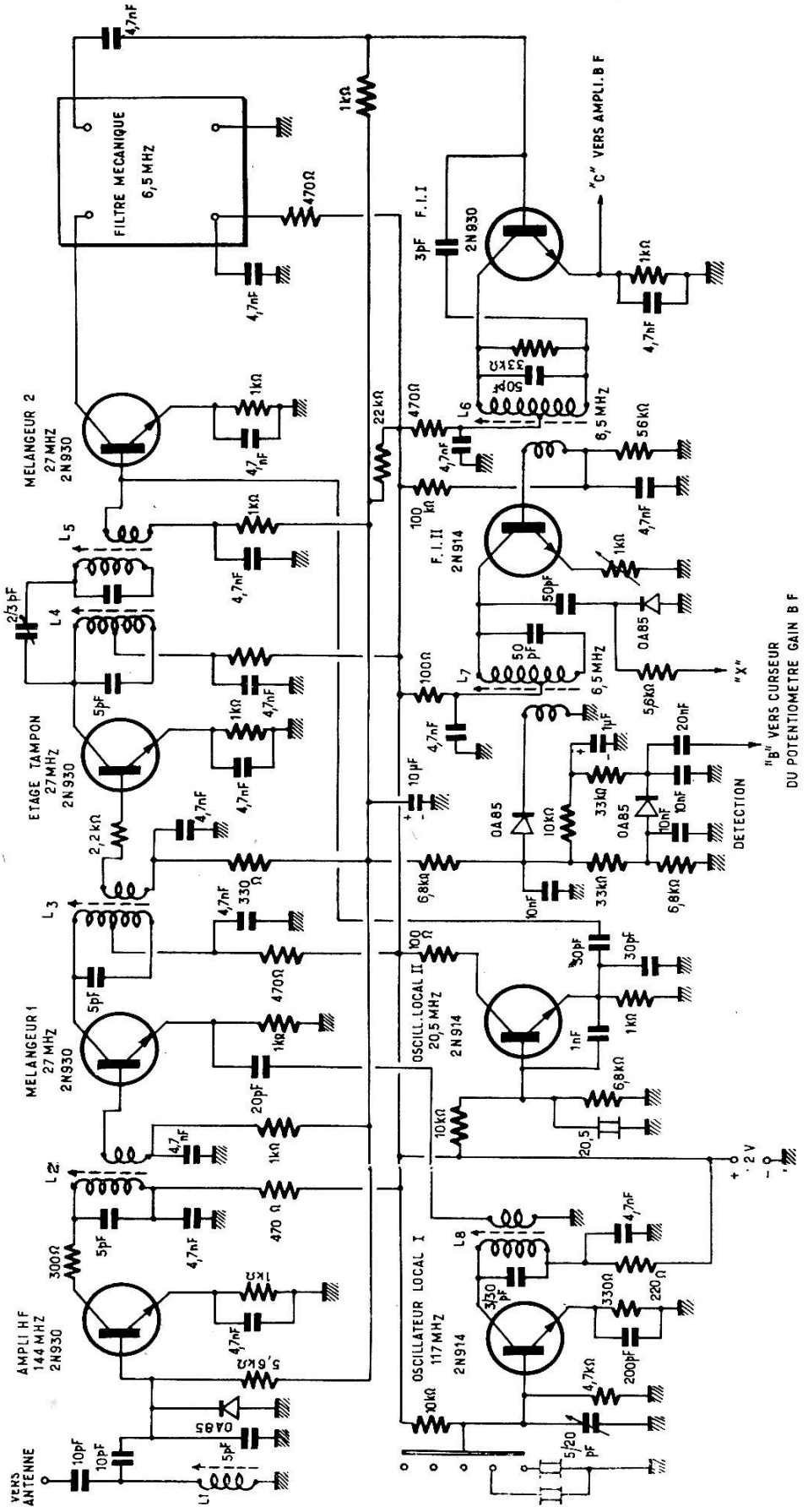

FILTRE MECANIQUE
6,5 MHz
F.I.I
2N930
"C" VERS AMPLI. B F
F.I.II
2N914
6,5 MHz
"X"
"B" VERS CURSEUR
DU POTENTIOMETRE GAIN B F
DETECTION
0A85
MELANGEUR 2
27 MHZ
2N930
ETAGE TAMPON
27MHz
2N930
MELANGEUR 1
27 MHZ
2N930
AMPLI H F
144 MHZ
2N930
OSCILL. LOCAL II
20,5 MHz
2N914
OSCILLATEUR LOCAL I
117 MHz
2N914
VERS
ANTENNE
+ 12 V
- 0

FIG. III-23

tateur de canaux, et un condensateur variable de faible valeur (5/20 pF) permet de se décaler de 20 à 30 kHz de part et d'autre de la fréquence fixée par chaque quartz ; ainsi, le balayage d'une plage de fréquences est possible tout en conservant la stabilité en fréquence des montages à quartz.

Le mélangeur 144/117 (2N930) reçoit en sortie le signal de l'oscillateur local N° 2 accordé sur 20,5 MHz ; la fréquence intermédiaire de 6,5 MHz, issue de ce second changement de fréquence est ensuite amplifiée, filtrée au moyen d'un filtre mécanique, amplifiée à nouveau puis détectée. A noter la présence d'un étage tampon placé entre les deux changements de fréquence. En ce qui concerne le second oscillateur local, point n'est besoin de plusieurs quartz, car la variation de fréquence à la réception s'opère en jouant uniquement sur la fréquence d'oscillation du premier oscillateur local calé sur 117 MHz.

Sur l'émetteur du transistor 2N930 placé à la sortie du filtre mécanique apparaît la tension proportionnelle au niveau HF reçue ; c'est donc cette tension qui sera appliquée au circuit de silence, au point « C ». Le circuit de détection est, quant à lui, assez complexe, car il regroupe à la fois une détection classique par diodes OA85 et un dispositif anti-parasite efficace. La tension BF disponible en sortie est alors appliquée à l'entrée du préampli au point « B », c'est-à-dire au curseur du potentiomètre de gain BF de valeur 5 kΩ.

Toutes les capacités de découplage non indiquées valent 4,7 nF, c'est-à-dire, rappelons-le : 4 700 pF en céramique ou au mica.

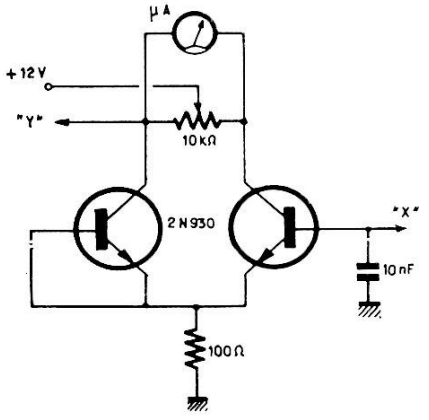


FIG. III-24

Deux transistors 2N930 montés (fig. III-24) en pont alimentent le milliampèremètre, placé entre les deux collecteurs ; le potentiomètre de 10 kΩ, dont le curseur va au + 12 volts, permet de faire le « zéro » en l'absence de signal, c'est-à-dire d'équilibrer ce pont ; lorsqu'une

tension apparaît soit en réception : proportionnelle au signal reçu, soit en émission une fraction de la HF de sortie, redressée par une diode OA85, il y a déséquilibre de ce pont et la tension qui apparaît aux bornes du milliampèremètre est proportionnelle à ce déséquilibre, et par conséquent à la tension incidente : il y a bien là un moyen de mesurer le niveau de HF à la sortie de l'émetteur, sur la position « Emission » et d'avoir un excellent S-mètre en « Réception ».

A noter que le réglage de zéro du potentiomètre de 10 kΩ se fait une fois pour toutes, et il n'y a pas lieu de « sortir » sa commande. Le milliampèremètre utilisé doit pouvoir dévier totalement pour une tension de 100 mV environ ; cette valeur n'est donnée qu'à titre indicatif et peut varier dans de très larges proportions ; il suffira d'employer un milliampèremètre « assez » sensible et de l'étalonner au cours des essais ; un modèle miniature est à conseiller.

Les caractéristiques des bobinages du récepteur sont les suivantes :

L_1 = 3 spires fil 0,6 mm sur mandrin de diamètre 5 mm avec noyau ;
L_2 = 3 spires fil 0,6 mm et 2 spires de couplage sur mandrin de 5 mm ;
L_3 = 8 spires fil 0,6 mm et 4 spires de couplage sur mandrin de 5 mm ;
L_4 = 8 spires fil 0,6 mm sur mandrin de 5 mm ;
L_5 = 8 spires fil 0,6 mm et 5 spires de couplage sur mandrin de 5 mm ;
L_6 et L_7 = tranfo FI du commerce (fréquence d'accord 6,5 MHz) ;
L_8 = 3 spires fil de 0,8 mm et 1 spire de couplage sur mandrin de 5 mm ;

Les commutations nécessaires et suffisantes que devra effectuer le relais de commande seront les suivantes (fig. III-25) :

— commutation d'antenne : une palette inverseur ;

— commutation d'alimentation : une deuxième palette inverseur ;

— commutation d'entrée du modulateur : un troisième inverseur ;

— coupure du haut-parleur : coupure simple.

Un relais possédant quatre inverseurs simultanés conviendra parfaitement ; son enroulement sera mis en service en appuyant sur la pédale du micro.

Avec une antenne fouet quart d'onde et self à la base, des portées de 120 à 150 km ont été obtenues malgré un niveau parasite élevé et avec des reports satisfaisants ; en utilisant des points hauts ou des antennes à grand gain, enfin en employant une antenne à éléments

montée sur pylône des distances beaucoup plus importantes peuvent être atteintes, mais le but initial étant de réaliser une station mobile complète et compacte, il faut considérer les portées réalisées avec cet émetteur dans les conditions normales de trafic, c'est-à-dire sur un véhicule.

A noter que le récepteur à double changement de fréquence possédant une très bonne sensibilité peut être employé comme récepteur de trafic associé à un émetteur de puissance plus élevée et notamment dans le cas d'un trafic en station fixe, et dans ce cas l'émetteur que nous venons de décrire pourra servir d'exciteur à un amplificateur de 20 ou 50 W.

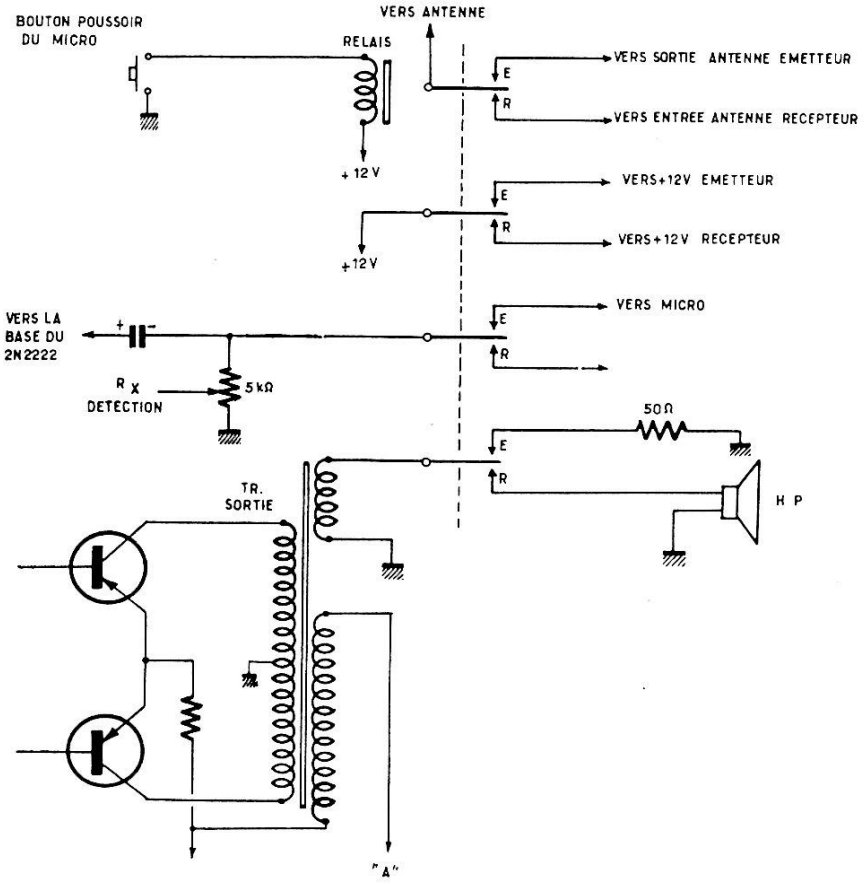


FIG. III-25

UN EMETTEUR-RECEPTEUR MINIATURISE DE TRAFIC BANDE ETALEE 144 à 146 MHz

Nous devons cette réalisation à notre ami F 3 UE que nous tenons à remercier et à féliciter ici pour les excellentes performances qui ont été obtenues tant en portable qu'en mobile avec cette station des plus

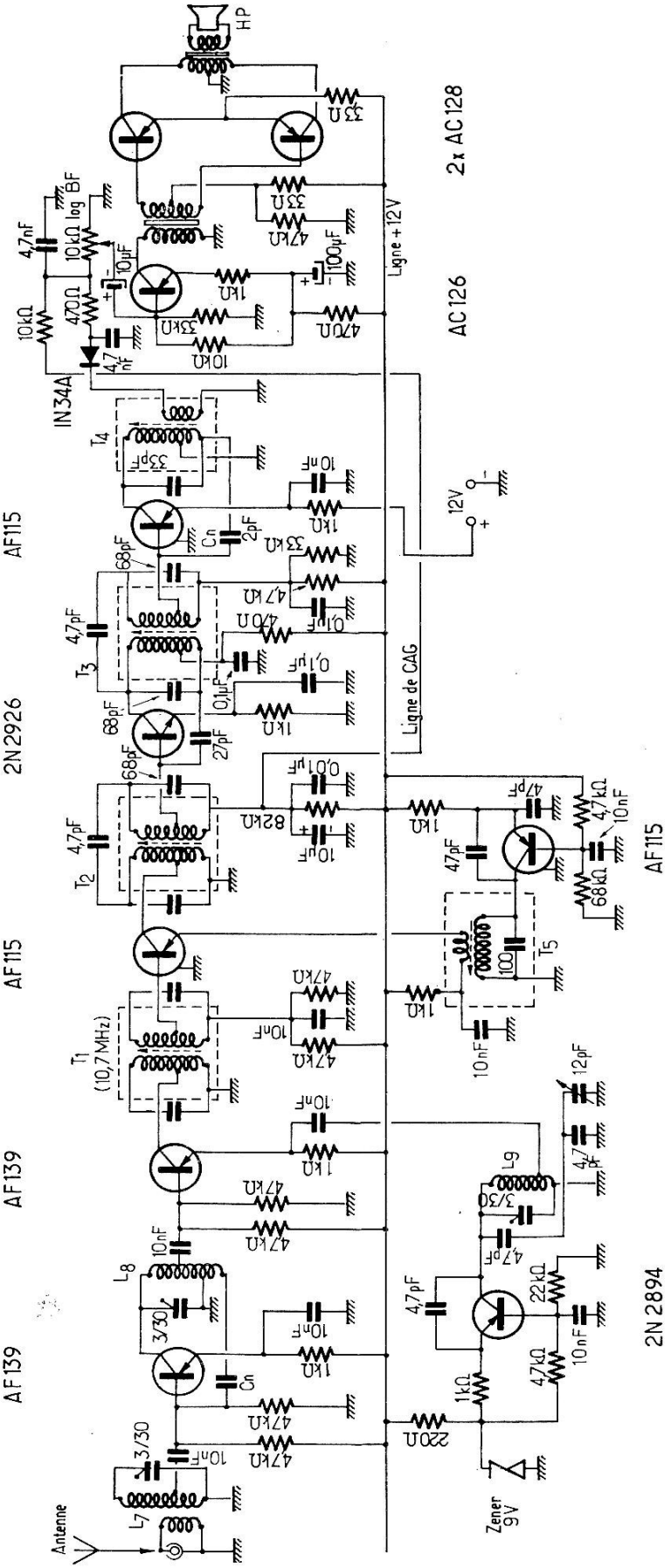

HP
2x AC 128
AC 126
Ligne +12V
Ligne de CAG
12V
IN34A
AF115
2N2926
AF115
AF139
AF139
AF115
2N 2894
Antenne
Zener 9V
T1 (10,7 MHz)
T2
T3
T4
T5
L7
L8
L9

FIG. III-26

compactes ; pour ne pas alourdir inconsidérément nos schémas nous allons étudier tout d'abord la platine réception, puis la partie émission (beaucoup plus simple du reste !) ; le schéma du récepteur (fig. III-26) utilise en tout et pour tout 10 transistors (PNP pour la plupart) ; Un transistor AF139 (amplificateur 144-146 MHz) est suivi par un mélangeur (AF139) avec comme oscillateur local à fréquence variable un 2N2894 ; viennent ensuite un AF115 (changement de fréquence n° 2) un autre transistor AF115 (oscillateur local n° 2) puis la chaîne FI avec un 2N2926 en 1° FI puis un AF115 en seconde FI ; c'est alors la détection par diode 1N34A, puis un préamplificateur BF-driver (AC126) et enfin le push-pull de puissance (deux AC128). Le premier oscillateur local (2N2894) permet de décaler la fréquence reçue en balayant la gamme (bande des « 2 » mètres) au moyen d'un CV miniature de 12 pF ;

La fréquence de l'autre oscillateur local (n° 2) reste fixe.

Un dispositif de contrôle automatique de gain permet de compenser quelque peu les effets du fading ; l'alimentation du premier oscillateur local VFO est stabilisée par diode zener de 9 V ; l'alimentation générale du récepteur est obtenue au moyen de piles de 1.5 V en série placées dans le coffret de telle sorte que la tension soit de 12 V, le — étant à la masse.

En ce qui concerne les bobinages et transformateurs, les caractéristiques sont les suivantes :

L_7 = 4 spires fil de 0,8 mm diamètre 7 mm ; prise au tiers ; une spire de couplage (côté froid) pour l'antenne ;

L_8 = 6 spires fil de 0,8 mm, diamètre 7 mm ; prises à 4 et 5 spires ;

L_9 = 4 spires fil de 0,8 mm, diamètre 8 mm ; prise entre 1/4 et 1/2 spire ;

T_1 = transfo 10,7 MHz (OREGA) ;

T_2 = transfo TM53 OREOR, modifié pour être accordé sur 1,05 MHz ;

T_3 = identique à T_2 ;

T_4 = transfo de détection modifié pour accord sur 1,05 MHz ;

T_5 = transfo oscillateur sur 11,75 MHz ; primaire : 15 spires et secondaire : 1 spire ; diamètre 6 mm avec noyau plongeur.

On voit donc que la valeur de la moyenne fréquence est de 1,05 MHz.

Les capacités ajustables sont des modèles à air (type à vis sur stéatite de 3 à 30 pF) faciles à trouver dans le commerce.

L'émetteur (cf. fig. III-27) utilise pour sa part 8 transistors (quatre pour la platine radio et quatre pour le modulateur) ; toute la platine radio est équipée de transistors NPN alors que le modulateur est équipé de transistors de type PNP.

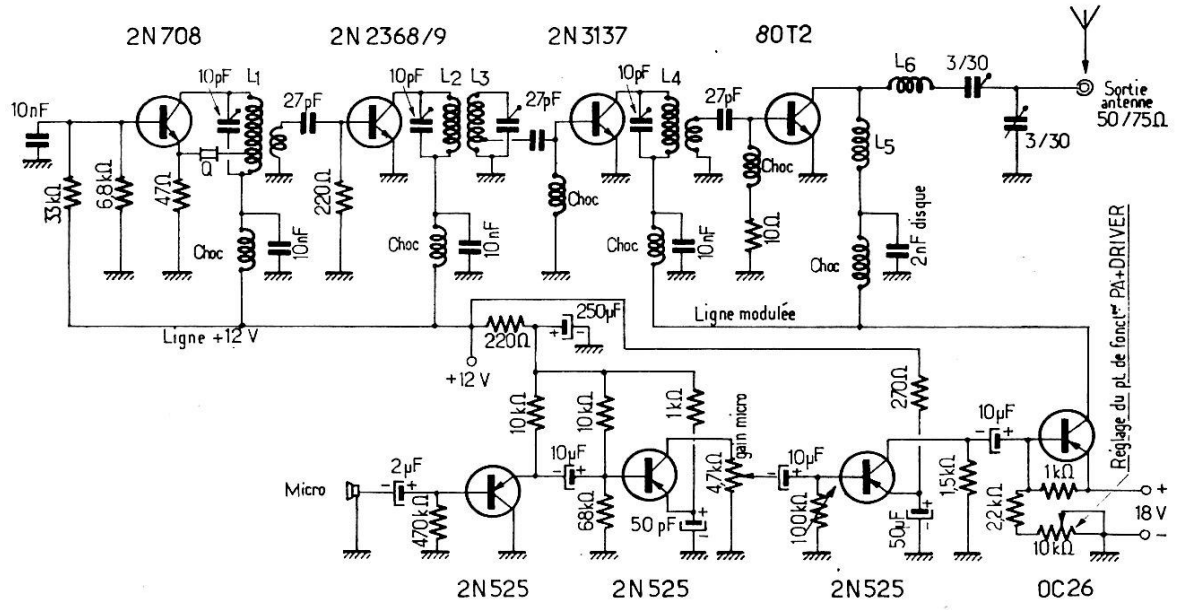


FIG. III-27

Le pilote (à quartz 72 à 73 MHz) emploie un 2N708 en boîtier To 18 ; l'étage doubleur sur 144-146 (2N2368/9) excite le driver (2N3137) qui fournit à son tour l'excitation nécessaire au bon fonctionnement du final (80 T 2) ; les deux premiers étages sont alimentés en 12 V (le — à la masse), alors que le driver et le final sont alimentés en 18 V avec le transistor modulateur inséré dans l'alimentation de telle sorte que la modulation en amplitude se fait à la fois sur l'étage driver et sur le final ; ce procédé est très efficace et le taux de modulation approche des 100 %.

Trois transistors PNP de type 2N525 constituent le préamplificateur de micro, puis l'ampli de tension et d'étage driver ; le gain BF est dosé au moyen d'un potentiomètre de 4,7 kΩ inséré entre le deuxième et le troisième étage du modulateur ; l'étage final de la chaîne BF (transistor de puissance OC26) est monté en série avec l'alimentation des étages driver et de sortie de la chaîne HF. Le microphone est de type piézo ou si possible dynamique avec son transformateur adaptateur d'mpédances ; toute la platine émission peut tenir sur une carte imprimée de dimensions approximatives : 200 × 100 mm ; de même le récepteur peut occuper la surface d'une

carte imprimée de dimensions voisines de telle sorte que toute la station (piles comprises) occupe un volume des plus réduits (face avant : 210 × 80 mm) et profondeur : 120 mm.

Merci encore à F 3 U E pour nous avoir communiqué ces schémas concernant sa station portative.

Cette mini-station utilise des composants qui datent déjà de quelques années (bien que toujours très valables) ; aussi, et pour satisfaire la demande de nos amis lecteurs concernant les montages à circuits intégrés, nous avons conçu l'ensemble suivant :

UN ENSEMBLE EMETTEUR-RECEPTEUR COMPACT (sur 144-146 MHz) D'UNE PUISSANCE DE 25 W EN CIRCUITS INTEGRES

L'apparition des circuits intégrés dans le domaine du grand public et la disponibilité de ces produits sur le marché français a vu se développer un certain nombre de réalisations amateurs utilisant peu ou prou de circuits intégrés.

Ce fut d'abord l'apparition de plusieurs transistors placés sous le même boîtier et permettant de réaliser sous un très faible encombrement des circuits amplificateurs comme le montage Darlington, que nous avons développé dans nos articles ; ce fut ensuite l'apparition de circuits dits « de logique » permettant de réaliser des oscillateurs ou des dispositifs de comptage ; ce furent, enfin, des fonctions amplificatrices de diverses natures, sous forme complètement intégrée. Le principal inconvénient de ces circuits intégrés « linéaires » ou encore appelés amplificateurs opérationnels ou différentiels était dû au fait que les tensions d'alimentations étaient doubles ; par exemple, il était nécessaire de disposer d'une masse, d'un + 12 V et d'un — 9 V ou encore de + et — 12 V par rapport à la terre, ce qui constituait un certain problème pour pouvoir alimenter le montage directement par une batterie de 12 V ou par de simples piles sèches. Avec l'apparition de circuits plus modernes, et ne nécessitant qu'une alimentation classique, par exemple + et — 6 V, il est facile d'alimenter ces dispositifs à partir d'une simple batterie de 12 V.

Certes, il est toujours nécessaire de placer des boucles de contre-réaction autour de ces fonctions intégrées amplificatrices, mais l'emploi de tels circuits est rendu plus à la portée des amateurs, à la simple condition qu'ils apportent du soin et de la réflexion à la réalisation du montage ; les circuits intégrés sont extrêmement miniaturisés et d'autant plus fragiles et demandent à être utilisés avec un soin d'autant plus grand qu'ils sont plus élaborés, mais leur emploi est très largement à la portée des amateurs.

Nous avons voulu réaliser et décrire dans ces colonnes un ensemble très compact, émetteur-récepteur en VHF (bande 144 — 146 MHz) utilisant au maximum les circuits intégrés actuellement disponibles sur le marché français et... d'un prix très modique !

Pour ce faire, nous avons conçu une chaîne de réception à double changement de fréquence, dans laquelle les fonctions intégrées sont très largement employées puisque seuls les deux oscillateurs locaux mélangeurs c'est-à-dire les deux changement de fréquence sont obtenus à partir de composants discrets, c'est-à-dire de transistors, résistances, selfs et capacités ; tout le reste est entièrement « intégré »,

— l'amplificateur HF utilise un circuit intégré SL610 de Plessey ;

— l'amplificateur FI utilise un circuit intégré SL612 de Plessey ;

— la détection et le préamplificateur BF utilise un circuit intégré de type SL630 ;

— l'ampli BF utilise un circuit intégré SL402 A.

Enfin le contrôle automatique de gain (ou CAG) utilise un circuit intégré SL620 ; ainsi donc avec 5 circuits intégrés très homogènes, puisqu'ils proviennent tous du même fabricant Plessey, nous avons notre récepteur de trafic à double changement de fréquence.

Nous verrons la chaîne d'émission qui utilise un modulateur intégré, mais en raison de la puissance nécessaire ne peut encore être complètement intégrée quant à la chaîne « driver ».

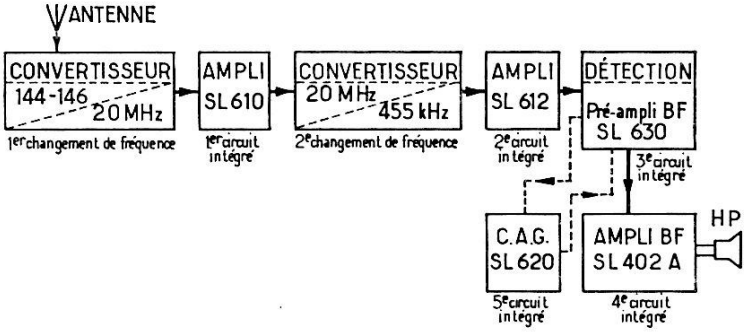


FIG. III-28

La figure III-28 montre la constitution du bloc récepteur sous forme de diagramme général, alors que la figure III-29 montre l'allure extérieure de notre émetteur-récepteur en ordre de marche.

Si l'on considère l'aspect extérieur de cet ensemble dont la façade avant comporte :

— une poignée de transport ;

— une prise coaxiale à faibles pertes pour le raccordement à l'antenne ;

— un interrupteur Marche-Arrêt ;

— un commutateur de canaux à l'émission ;

— un inverseur EMISSION-RECEPTION ;

— deux voyants : un pour l'Emission (Rouge) et un second pour la Réception (vert) ;

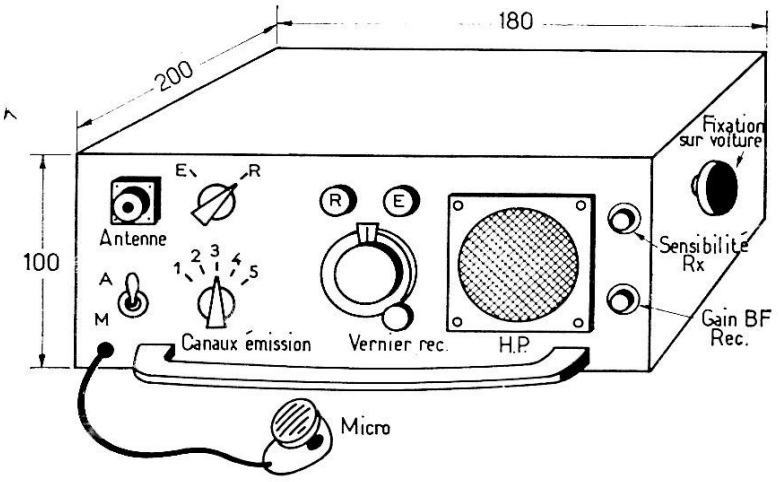


FIG. III-29

— un cadran démultiplié pour balayer à la réception la gamme VHF de 144 à 146 MHz, alors qu'à l'émission la fréquence est déterminée par le choix d'un quartz lui-même choisi en fonction de la position du commutateur de canaux ;

— un haut-parleur miniature ;

— deux commandes, l'une pour le gain BF à la réception et l'autre pour la sensibilité du récepteur.

L'encombrement réduit de l'ensemble (180 × 100 × 200 mm) lui permet d'être logé aussi bien dans un coffre à gants de voiture ou sous un tableau de bord (utilisation en mobile), porté en bandoulière pour un emploi en portatif ou enfin posé dans un tout petit coin d'un meuble pour le fonctionnement en poste fixe ; en ce qui concerne ces dimensions elles ne sont nullement critiques et peuvent très bien être encore réduites à la condition d'assurer une bonne évacuation de la chaleur à l'étage PA de l'émetteur (25 W, c'est déjà beaucoup pour des transistors !) mais le récepteur pourrait être contenu dans une petite boîte de cigares !

La disposition mécanique des sous-ensembles à l'intérieur du coffret (cf. fig. III-30) montre un châssis métallique qui sépare l'espace intérieur du coffret en deux parties : la partie supérieure est occupée par la chaîne d'émission, alors que la partie inférieure est

occupée par le récepteur ; pour clarifier le dessin il n'a pas été porté toutes les résistances et capacités qui alimentent les différents circuits intégrés, mais les circuits intégrés par eux-mêmes et les deux blocs de changement de fréquence apparaissent à la place qui leur revient.

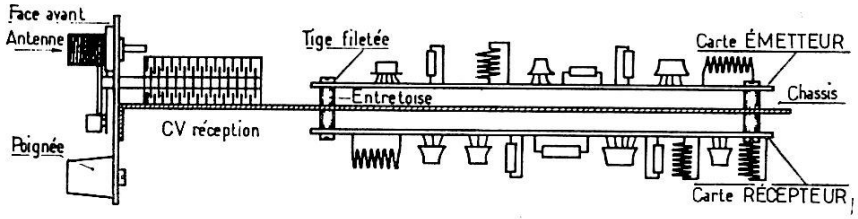


FIG. III-30

A l'exception du circuit de sortie BF qui est présenté sous forme d'un boîtier enfichable avec radiateur métallique, tous les autres circuits intégrés sont présentés sous forme de boîtiers de type TO5 (de la taille d'un transistor classique) avec 8 ou 10 sorties ; l'encombrement nécessité par chaque étage « intégré » est par voie de consé-

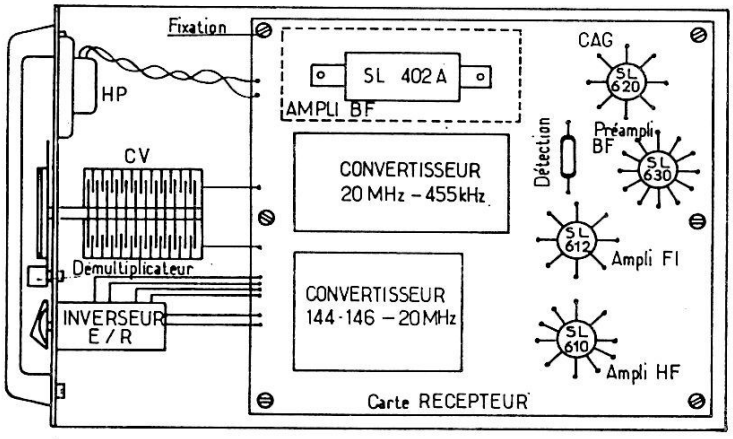


FIG. III-31

quence des plus réduits puisque d'autre part ces différents circuits ne nécessitent pas de radiateur, seul l'étage de sortie doit être monté sur une petite plaque de cuivre d'épaisseur 1 mm environ et de dimensions approximatives : 30 × 70 mm. Même s'il n'est pas très gros ce radiateur est indispensable. Il doit, en outre, être raccordé à la masse, c'est-à-dire au — 12 V.

Pour éviter de donner un schéma général et quelque peu embrouillé et difficile à repérer, nous avons préféré détailler chaque étage et donner la valeur des divers composants qui les constituent ainsi que le brochage VU de DESSOUS des différents circuits intégrés.

Nous partirons de l'ampli BF pour remonter jusqu'à l'antenne en donnant un maximum de détails et nous continuerons, par la chaîne d'émission, les diverses commutations et des astuces de réalisation. Nous conseillons vivement à nos amis lecteurs qui voudront entreprendre cette réalisation de commencer le montage dans ce même ordre en essayant fonction après fonction la chaîne de réception, puis la chaîne d'émission afin d'éviter les pannes et pour localiser éventuellement les points qui pourraient demander une petite adaptation ou un réglage spécial ; cet ensemble demande un peu de soin, mais les résultats en sont remarquables, et à titre indicatif signalons qu'un récepteur basé sur ce principe et réalisé avec ces composants et ces mêmes circuits intégrés est actuellement réalisé en série pour l'armée anglaise qui a ainsi des blocs récepteurs en bande latérale unique à haute fiabilité ; lorsque le montage est achevé et vérifié, un vernis d'imprégnation est pulvérisé sur les cartes câblées et cette protection empêche tout déréglage et toute évolution néfaste des circuits ; enfin l'effet de l'humidité est évité et l'ensemble peut fonctionner de nombreuses années.

Signalons, en ce qui concerne l'alimentation, que pour un fonctionnement en voiture, ou au domicile, il est conseillé d'utiliser une batterie de voiture de 12 V, car si en réception la consommation est de l'ordre de 150 mA au maximum, il n'en est pas de même en émission pour laquelle la consommation est supérieure à 3 A.

A noter que l'ampli BF du récepteur peut délivrer 2 W BF avec un taux de distorsion inférieur à 1 %, ce qui pourrait le placer dans la gamme des matériels HI-FI ; il est conseillé de prévoir à l'arrière du coffret une prise de sortie pour exciter un haut-parleur extérieur de qualité car le mini-HP incorporé sur la face avant du coffret n'apporte pas une qualité sensationnelle à la modulation, mais cela est très largement suffisant pour du trafic amateur ; en ce qui concerne le microphone, nous avons choisi un modèle dynamique avec transformateur d'impédance afin de soigner la qualité de la modulation à l'émission.

Pour un fonctionnement en portatif, une antenne fouet avec ou sans self à la base est branchée directement sur la borne sortie « Antenne », l'appareil est porté en bandoulière et son alimentation est assurée par des petits accumulateurs au cadmium-nickel incorporés dans le fond du coffret et délivrant 12 V ; ces accumulateurs peuvent être rechargés après emploi. En ce qui concerne l'emploi de ces appareils, nous devons rappeler que l'usage d'une station d'émission est subordonnée à une autorisation des P.T.T. qui délivrent, après examen, une autorisation de trafic et un indicatif d'appel (en France cet indicatif commencera par F...) et devra être mentionné au début, en cours et à la fin de chaque message.

N'oublions pas que 25 W permettent de belles portées et de fort beaux DX, même en VHF ! Lors des essais de l'émetteur, celui-ci devra être raccordé à une antenne fictive non rayonnante afin de ne pas encombrer la bande par des émissions de mauvaise qualité et sans intérêt puisqu'en cours de réglage ; cette antenne fictive devra être capable de dissiper les 25 W de l'étage de sortie et pour la ou 30 W et de valeur ohmique 50 ou 75 Ω.

Eventuellement une lampe de 25 W (éclairage en 110 ou 220 V) pourrait convenir comme antenne fictive, mais la meilleure solution consiste encore en une résistance au carbone (non bobinée) de gros diamètre et pouvant dissiper 25 W sous 50 Ω ou 75 Ω.

Commençons donc par la chaîne de réception et tout d'abord par son amplificateur BF de sortie :

Le circuit intégré SL402A est monté sur son petit radiateur ; en tournant dans le sens des aiguilles de montre, on trouve : le radiateur est relié au — 12 V (masse) ; la broche N° 1 est reliée à la masse ; la broche N° 2 est reliée à la masse par un circuit RC (2 200 pF et 10 Ω) ; la broche N° 3 est aussi à la masse ; la broche N° 4 reçoit le signal d'entrée en provenance du curseur du potentiomètre de 2 MΩ (log) via une capacité de 0,1 µF ; une résistance de 1 MΩ polarise la broche N° 4, alors que la N° 5 correspondant à la

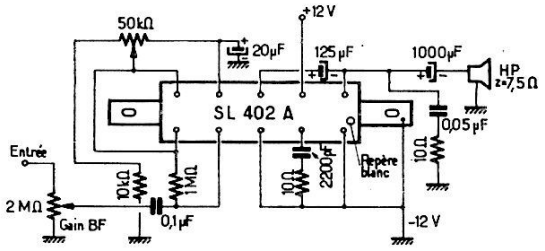


FIG. III-32

sortie du driver reçoit le signal déjà amplifié en tension par le potentiomètre d'ajustage de gain de 50 kΩ ; la broche N° 6 va au potentiomètre précité alors que la broche N° 7 va à la masse par une capacité de 20 µF ; la N° 8 est reliée à la N° 10 par une capacité de 125 µF puis à la sortie HP d'impédance 5 Ω par une nouvelle capacité de 1 000 µF (si l'on ne met qu'une capacité de 250 µF il n'y aura pas grand mal, seules les basses sortiront moins bien ; enfin, l'alimentation + 12 V est appliquée à la broche N° 9 ; un dernier contrôle de rétro-action est réalisé par un filtre RC (0,05 nF et 10 Ω, qui évite aussi les accrochages).

Seul le potentiomètre de 2 MΩ sera sorti sur le panneau avant ; celui de 50 kΩ sera monté sur la carte intérieure et ne sera plus retouché après les réglages de mise au point.

A titre indicatif donnons les performances de cet étage BF :

Avec 300 mV à l'entrée il y aura 2 W utiles en sortie avec moins de 1 % de distorsion ; la réponse en fréquence à — 3 dB est de 30 Hz à 90 kHz ! ! ! ce qui ne signifie pas grand chose vers les extrêmes aiguës car au-delà de 8 à 10 kHz nous éprouvons quelque doute sur la qualité de la modulation à l'émission, mais qui peut le plus peut le moins et il est bon de savoir que notre ampli BF est de bonne qualité !

En régime normal, avec une audition normale, le taux de distorsion se situe, avec les valeurs de composants indiquées ici à moins de 0,5 %, ce qui est plus qu'honorable. Le niveau de bruit est de — 85 dB ; la consommation au repos est de 60 mA et lorsque l'ampli délivre 2 W, la consommation monte à 250 mA.

Voyons maintenant le préamplificateur BF et le circuit de contrôle automatique de gain, qui a deux conséquences ; tout d'abord il agit effectivement en CAG, donc en antifading, mais en second lieu il constitue un dispositif dit de « compresseur », c'est-à-dire que quel que soit le niveau de la modulation reçue, il y aura toujours un niveau d'écoute constant, pour une position donnée du potentiomètre de gain ; cela évite d'avoir à supporter des écarts brutaux de niveaux d'écoute en fonction des variations de signal incident sur l'antenne ; ce dispositif est très efficace. Il sera également utilisé à l'émission pour permettre de moduler en tous lieux à 100 % même si le niveau de la parole est faible par moments et cela accroît l'efficacité de l'émetteur et par voie de conséquence sa portée effective.

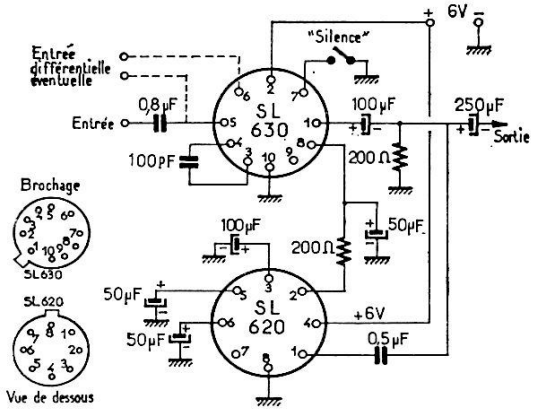


FIG. III-33

La figure III-33 montre l'étage préamplificateur BF et le circuit CAG/compresseur ; le SL630 est utilisé de la façon suivante : sa broche N° 1 sort le signal de sortie au moyen d'un condensateur de 100 µF ; cette tension de sortie est acheminée au moyen d'une cel-

lule RC (200 Ω et 0,5 µF) au circuit de CAG (SL620) et à l'étage de puissance BF vu précédemment ; comme il y a un problème d'impédances, il faut adapter l'impédance de sortie de ce préampli (impédance très basse) à l'impédance élevée du potentiomètre de gain au moyen d'un étage simple à un seul transistor que nous verrons plus loin et qui n'est rien d'autre qu'un simple adaptateur d'impédance. La broche N° 2 reçoit le + alimentation qui est en principe du + 6 V (issu du 12 V de l'alimentation de l'appareil par un pont diviseur). La broche N° 3 est reliée à la N° 4 par une capacité de 100 pF qui évite à la HF résiduelle de provoquer des accrochages. La broche N° 5 reçoit le signal d'entrée asymétrique ; en principe, les broches 5 et 6 ne sont pas autrement utilisées, mais pour le cas éventuel où l'on voudrait attaquer en symétrique ce préampli (par le secondaire d'un transformateur, par exemple, il suffirait de le brancher entre les bornes 5 et 6. Dans le cas présent, la borne 6 est libre. La borne N° 7 est libre, mais si l'on désire monter un dispositif de « silence » il suffit de la raccorder à un interrupteur (en pointillé) qui la met à la masse ; dans ce cas, notre préampli n'apporte plus de gain, mais devient silencieux ; si l'on remplaçait cet interrupteur par un transistor qui serait bloqué en l'absence de réception et qui serait débloqué lorsqu'une émission arriverait sur l'antenne, on aurait ainsi constitué un véritable circuit de « squelch », mais l'apport de cet additif compliquerait notre montage ; nous ne faisons ici que de signaler cette possibilité et nous donnerons à la fin de cette étude le détail de circuit de squelch facultatif. La borne N° 8 reçoit le signal de CAG en provenance de SL620 ; enfin la borne N° 9 est libre et la borne N° 10 est reliée à la masse, c'est-à-dire au moins 6 V.

En ce qui concerne le CAG (circuit intégré SL620) sa borne N° 1 reçoit le signal de commande ; la borne N° 2 « sort » la tension de CAG qui commande le préamplificateur vu plus haut ; la borne N° 3 est reliée à la masse par une capacité de 100 µF, la borne N° 4 reçoit le + 6 V, la borne N° 5, la N° 6 sont découplées par des capacités chimiques polarisées, la borne N° 7 restant libre, la borne N° 8 enfin est reliée à la masse.

Pour simplifier la compréhension du schéma, nous n'avons pas dessiné l'emplacement des diverses broches à leur place exacte qu'elles occupent sur les circuits, pour éviter les croisements de fils, mais pour que nos amis lecteurs « s'y retrouvent lors du câblage », nous avons indiqué le brochage exact de chaque circuit intégré VU de DESSOUS ; un ergot sert de point de départ et les broches sont numérotées de 1 à 8 pour le SL620 et de 1 à 10 pour le SL630, ainsi que le montre la figure III-33.

Rappelons, en outre, que ces circuits intégrés se présentent sous forme de boîtier de la taille d'un simple transistor (boîtier TO5), ce qui permet d'obtenir une excellente miniaturisation. D'autre part, nous ne donnons pas le schéma intérieur de ces fonctions intégrées, ce qui n'apporterait pas grand'chose, puisqu'elles se présentent prêtes à l'emploi et que nous en indiquons l'environnement précis. Signalons tout de même que dans chaque circuit intégré se trouvent : une trentaine de transistors, une dizaine de diodes et au minimum 20 résistances, plus 5 ou 6 capacités, le tout intégré dans une « puce » de 2 millimètres au carré et de 1/10 mm d'épaisseur : de quoi rêver ! ! ! et cela marche, cela marche même très bien.

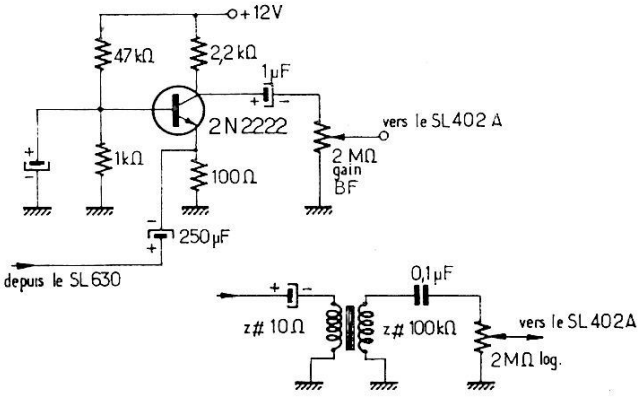


FIG. III-34

La figure III-34 montre le dispositif adaptateur d'impédances placé entre le préampli BF et l'ampli BF de sortie ; enfin, s'il y avait une difficulté avec le CAG, si par exemple sa constante de temps était telle que les fréquences basses de la modulation soient coupées, il y aurait lieu de modifier la valeur de la capacité de 100 µF et de l'augmenter quelque peu (250 ou 500 µF).

Le produit de cette capacité par la résistance de 200 Ω doit donner une constante de temps qui ne doit pas dépasser 800 microsecondes.

Après avoir étudié la chaîne BF composée du préamplificateur avec son dispositif compresseur de modulation, de l'amplificateur de puissance et ceci au moyen de trois circuits intégrés représentant une très petite surface, nous allons voir maintenant tout le reste du récepteur, c'est-à-dire : le convertisseur VHF-HF, le mélangeur, le changement de fréquence HF-FI, l'amplificateur FI, la détection, ainsi que certaines améliorations possibles et facultatives. Une troisième partie de cette étude sera consacrée à la chaîne d'émission.

Reprenons (cf. fig. III-35) le schéma diagramme de la partie « récepteur » ; il apparaît qu'elle est constituée de cinq circuits intégrés :

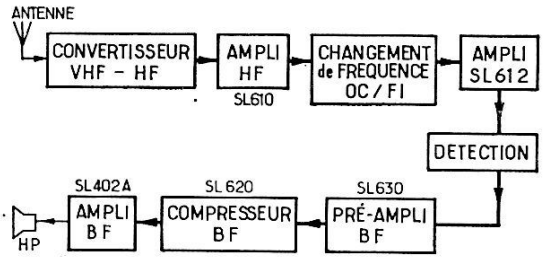


FIG. III-35

— un circuit SL402A pour l'ampli BF de puissance ;
— un circuit SL620 pour le compresseur BF ;
— un circuit SL630 pour le préamplificateur BF ;
— un circuit SL612 comme ampli FI ;
— un circuit SL610 comme ampli HF.

L'amplification VHF est réalisée par des transistors.

Fidèle à notre bon vieux principe, qui consiste à partir du haut-parleur pour remonter à l'antenne (et c'est ainsi que l'on doit réaliser un récepteur) et après avoir remonté la chaîne réception depuis le HP jusqu'à la détection, voyons maintenant cette dernière associée à l'ampli FI.

La chaîne amplificatrice FI est constituée d'un circuit intégré SL612 de Plessey (comme du reste tous les autres circuits intégrés de ce montage) dont l'entrée reçoit le signal de 455 kHz fourni par un transfo FI classique (miniature) et dont la sortie charge un deuxième transfo FI lui aussi accordé sur 455 kHz ; la sortie de ce transfo FI excite la détection à diode, qui à son tour fournit la BF à l'entrée du préamplificateur BF vu précédemment.

Ce montage (cf. fig. III-36) montre donc un circuit SL612 dont la borne 2 reçoit le + alimentation (environ 9 V) et dont les bornes N° 4 et N° 8 sont reliées à la masse ; les bornes N° 5 et N° 6 sont reliées au transfo FI d'entrée et polarisées par un potentiomètre de 50 kΩ et découplées par une capacité de 1 nF de bonne qualité; ce potentiomètre permet de jouer sur la tension de polarisation des transistors du préamplificateur FI ; rappelons à cet effet que ce circuit intégré est constitué de huit transistors et d'une diode, réalisant toute une chaîne d'amplification FI à lui seul ! la borne N° 7 (CAG) est alimentée, elle aussi, par un potentiomètre de 50 kΩ qui permet de doser la polarisation du contrôle automatique de gain (CAG) suivant une

courbe donnée sur cette figure III-36 et qui nous montre que lorsque la tension de CAG varie entre 2 et 6 volts, le gain de l'ampli varie de 0 à 70 dB, ce qui est considérable ; il y a donc un moyen de doser le gain de notre chaîne FI et ceci au moyen de ce potentiomètre miniature (type circuit imprimé) du même modèle que celui qui est utilisé pour

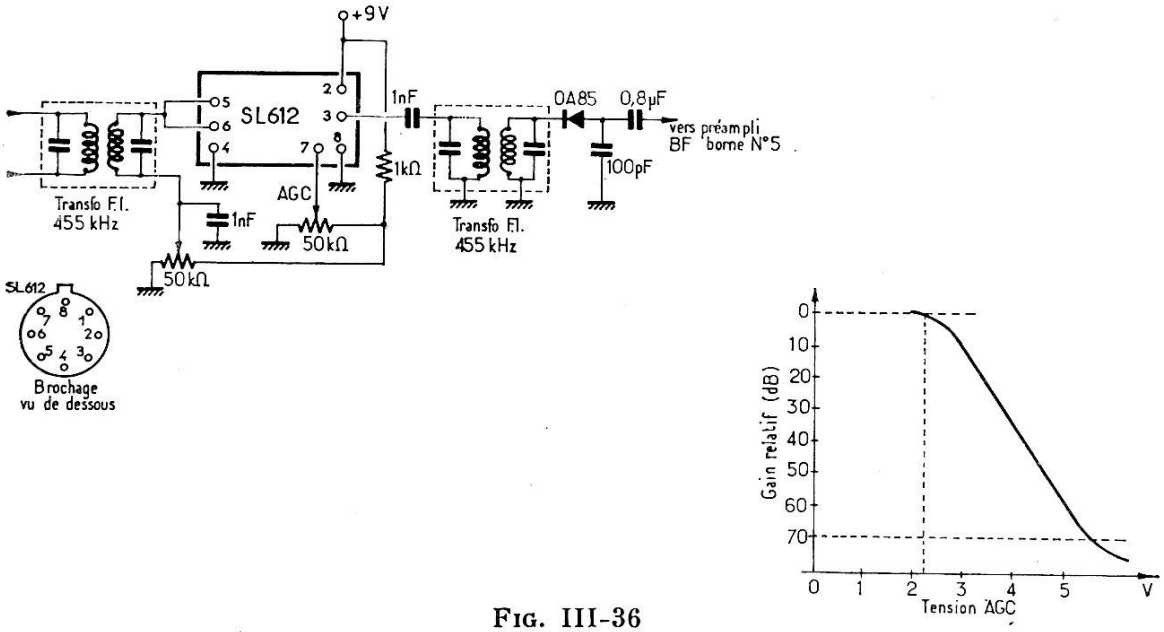


FIG. III-36

la polarisation des étages d'entrée ; il est possible de disposer d'un potentiomètre miniature sur le panneau avant de l'appareil afin de pouvoir faire varier à loisir le gain FI du récepteur, et dans ce cas ce ne sera plus la peine de monter le potentiomètre sur le circuit imprimé ; cela semble évident !

En pratique une tension de 4 V appliquée à la borne N° 7 est une bonne valeur. La borne N° 3 (sortie) excite un transfo FI par une capacité de 1 nF ; le secondaire de ce transfo 455 kHz alimente la diode de détection (OA85 ou similaire) qui excite à son tour l'entrée du préamplificateur BF par une capacité de 0,8 µF (borne N° 5 du circuit SL630). Le brochage du SL612 est vu de dessous ; il n'y a pas intérêt à trop augmenter la tension d'alimentation du SL612 car aux essais en 12 V le nôtre a quelque peu chauffé et ce n'est pas bon pour ces micro-circuits.

Voyons maintenant le changement de fréquence HF-FI.

Un transistor 2N914 piloté par quartz sur 19 545 kHz fournit une oscillation locale qui est envoyée par le truchement d'une capacité de 30 pF au transistor 2N930 mélangeur ; ce dernier recevant un

signal sur 20 MHz et une oscillation locale sur 19 545 kHz produit un battement sur 20 000 — 19 545 = 455 kHz qui est la valeur de la FI.

Le transfo FI inséré dans son collecteur est donc accordé sur la fréquence de ce battement et transmet ce signal après amplification à la détection ; nous avons donc bien réalisé un changement de fréquence et ceci au moyen de deux transistors, car il n'existe pas encore de fonction intégrée satisfaisant cette fonction et qui soit actuellement disponible sur le marché français. Elle existe, mais à titre tout à fait exceptionnel et pour des applications militaires bien précises.

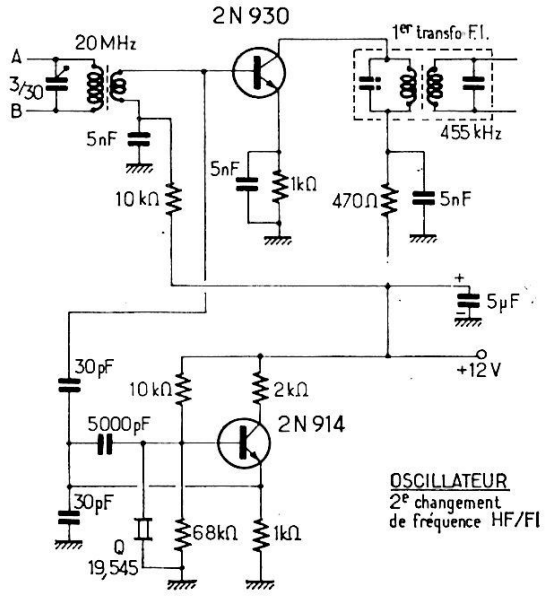


FIG. III-37

Cet étage changeur de fréquence (cf. fig. III-37) doit recevoir un signal sur 20 MHz ; pour ce faire, la base du transistor 2N930 est couplée à un circuit oscillant accordé sur 20 MHz et constitué par un bobinage de 20 spires de fil 0,6 mm émaillé enroulé sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm avec noyau plongeur et accordé par une capacité ajustable de 3 à 30 pF ; le secondaire comporte une dizaine de spires de même fil.

Les bornes A et B de ce CO sont reliées à l'amplificateur HF constitué par un circuit intégré SL610.

Cet amplificateur HF (cf. fig. III-38) possède beaucoup de similitudes avec l'amplificateur FI ; deux potentiomètres miniatures de 50 kΩ permettent de faire varier la polarisation du préampli et la tension de CAG (valeur conseillée 4 V) ; la sortie (borne N° 3) excite

par une capacité de 50 pF le circuit accordé sur 20 MHz (bornes A et B) de l'entrée du deuxième changement de fréquence, alors que les bornes N° 5 et N° 6 d'entrées sont alimentées par un secondaire de circuit oscillant, lui aussi accordé sur 20 MHz et réalisé de la même

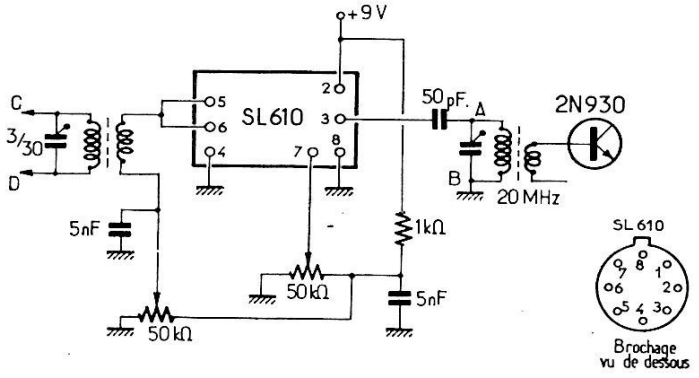


FIG. III-38

façon que le premier et découplé par une capacité de 5 nF. Le brochage du circuit SL610 est identique à celui du SL612 et en fait c'est le même circuit quant à la fabrication, il n'en diffère que par un tri effectué par le fabricant et ce tri implique une plus ou moins bonne aptitude à fonctionner en HF, mais à la base ce sont tous les deux le même circuit intégré. Les bornes C et D du circuit oscillant d'entrée servent de charge au transistor mélangeur du convertisseur 144-20 MHz que nous allons voir maintenant.

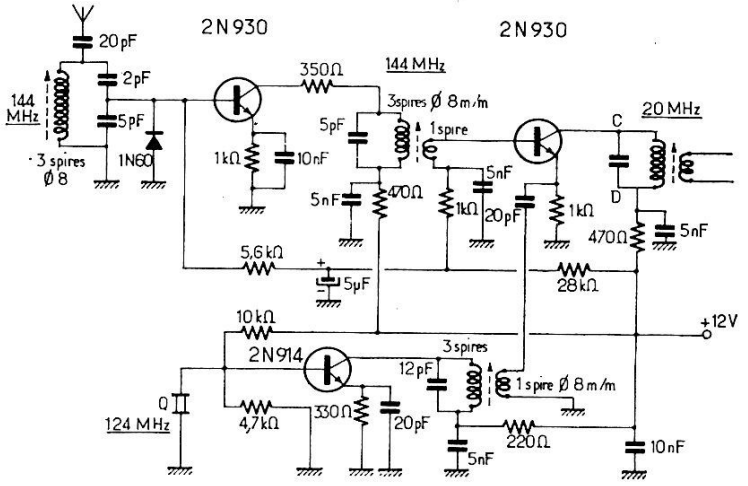


FIG. III-39

Ce convertisseur (cf. fig. III-39) constitue la partie délicate du récepteur car c'est de lui, en grande partie, que dépendent les performances en VHF de l'ensemble.

Constitué par trois transistors NPN qui effectuent les fonctions suivantes : un 2N930 est monté en amplificateur VHF sur 144 MHz, un 2N914 fonctionne en oscillateur local sur 124 MHz (piloté par quartz) et un 2N930 mélangeur effectue le mixage du 144 MHz incident et du signal sur 124 MHz local pour produire un battement sur 144 — 124 = 20 MHz, appliqué aux bornes C et D du CO accordé sur 20 MHz, les bobinages VHF et notamment les deux enroulements à 144 MHz seront particulièrement soignés et l'oscillateur local sur 12 MHz sera blindé.

Pour balayer toute la gamme 144 à 146 MHz il y aura lieu de régler les bobinages sur la fréquence centrale de cette bande, c'est-à-dire sur 145 MHz et de n'y plus toucher.

Les caractéristiques de ces bobinages sont données sur la figure III-39 et il y a peu de commentaires à faire sur ce convertisseur VHF-HF très classique dont l'alimentation se fait en 12 V.

Deux points sont à noter :

a) S'il est difficile de se procurer des quartz à 124 MHz, il est possible d'utiliser des quartz de valeur plus faible, disponibles chez les revendeurs de radio-téléphone d'importation et notamment des quartz qui tombent dans la plage de 20 à 30 MHz ; si l'on ne dispose pas de quartz 124 MHz il suffira de chercher un quartz de valeur 124 divisé par 6, par exemple, ce qui nous donne : 20,666 MHz ; on utilisera donc un oscillateur local sur 20,666 MHz, suivi d'un tripleur sur 20,666 multiplié par 3, d'où : 62 MHz, suivi à son tour d'un doubleur sur 124 MHz et le tour sera joué, mais il aura fallu utiliser trois transistors au lieu d'un seul pour la production de notre signal à 124 MHz.

b) Dans la première partie de ce paragraphe nous avons annoncé la possibilité de balayer à la réception la totalité de la gamme 144 à 146 MHz ; pour ce faire, deux solutions se présentent : ou faire varier la fréquence de l'oscillateur à 124 MHz pour la porter jusqu'à 126 MHz pour continuer à obtenir un battement sur 20 MHz, ce qui présente un inconvénient quant à l'instabilité de ce pilote sur VHF, ou, ce qui est à notre avis bien préférable, jouer sur le deuxième changement de fréquence qui ne sera plus calé sur 20 MHz, mais qui pourra aller de 20 à 22 MHz.

Dans ce cas, il ne sera plus possible d'utiliser un quartz pour son pilotage, mais il faudra remplacer le quartz 20 000 — 455 = 19 545 kHz par un circuit oscillant à self et capacité variable, accordé sur cette même fréquence ; ainsi, ce CO variera de 19 545 à 21 545 kHz en manœuvrant le CV et cela donnera un balayage effectif de 2 MHz de bande passante, d'où un balayage de 144 à 146 MHz

sur la bande VHF reçue. Ce petit avantage est en fait considérable, car il permet de concilier la stabilité en fréquence du récepteur VHF et le balayage systématique de la plage allouée aux amateurs et ceci avec une grande simplicité.

La réalisation de ce circuit oscillant ne pose guère de problème car le CV sera un 25 à 30 pF miniature, sur stéatite si possible, et la bobine sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre avec 20 spires de fil émaillé 0,6 mm à spires jointives. Le noyau plongeur pourra être utile pour caler exactement la fréquence : 19 545 kHz (CV fermé) et 21 545 kHz (CV ouvert).

Il suffira de bloquer le noyau plongeur par un point de vernis HF ou par de la paraffine une fois que les réglages auront été effectués.

Citons un tour de main intéressant : lorsque l'on veut bloquer en position une self ou un noyau à vis, il est facile d'utiliser une petite bougie pour gâteau d'anniversaire, et au moyen du fer à souder, on fait tomber une goutte de stéarine liquide sur le noyau ; la stéarine fondue enrobe le noyau, le bloque instantanément car elle se refroidit très rapidement et il n'est point besoin d'attendre le lendemain pour que le noyau soit bloqué ; de plus, alors que le vernis HF ne se dissout pas par la suite, ni la colle, il est très facile de débloquer la position d'un noyau plongeur recouvert de bougie, car il suffit d'employer un petit fer à souder chaud comme tournevis et la bougie refond aussitôt, libérant par là-même le noyau qui se rebloquera dans sa nouvelle position ; à notre connaissance cela n'est possible qu'avec de la paraffine ou de la bougie.

Un autre point est à noter : il s'applique à la partie BF.

Nous n'avons pas prévu de contrôle de tonalité sur la chaîne de réception et pourtant nos circuits intégrés ont été prévus pour recevoir un circuit correcteur Baxandall. Ce montage (cf. fig. III-40) ne change en rien tout ce qui a été dit plus haut, il ne fait que le compléter. Deux potentiomètres log de 250 kΩ servent, l'un pour les basses et l'autre pour les aiguës ; le montage de ce filtre correcteur est bien du type « Baxandall » et les valeurs des résistances et des capacités ont été calculées pour une association avec le circuit SL402A.

Dernier point : si l'on désire monter un S/mètre sur ce récepteur, il suffit de prélever la tension de contrôle automatique de gain, de la détecter et de l'appliquer à un microampèremètre gradué en dB.

Mais comme la place est limitée à l'extrême dans notre coffret il n'a pas été possible de monter un tel appareil de mesure sur le panneau avant !

Dans le cadre de cette étude d'un ensemble émetteur-récepteur VHF fort compact, nous avons vu les circuits BF du récepteur et la constitution générale de l'équipement ; dans une deuxième partie, les circuits VHF, la partie HF et la chaîne FI du récepteur, et nous allons maintenant, ainsi qu'il avait été annoncé, voir toute la chaîne d'émission.

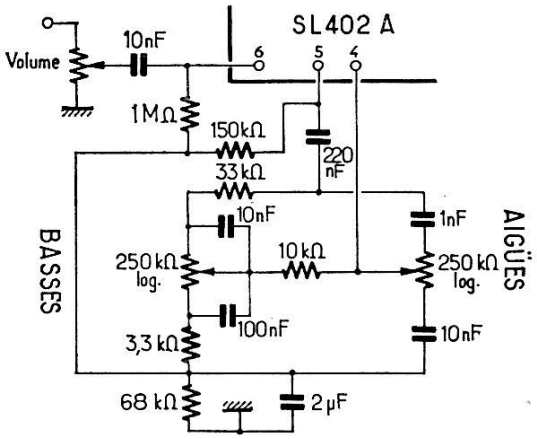


FIG. III-40

Pour des raisons technologiques et pour un problème de dissipation calorifique dans les étages de puissances VHF, nous n'avons pas pu trouver de circuits intégrés disponibles sur le marché français, pour réaliser la chaîne purement VHF de l'émetteur ; par contre, tout le modulateur sera « intégré » ; il comprendra : un préamplificateur de micro intégré, un circuit compresseur de modulation, permettant d'avoir en permanence un taux de modulation correct (voisin de 100 %) même en parlant faiblement, ou loin du micro, lui aussi intégré, et enfin un étage modulateur de puissance intégré.

Un signal d'appel (facultatif) pourra être adjoint et sera réalisé soit au moyen de composants discrets, soit avec un quatrième circuit intégré.

La chaîne d'émission (cf. fig. III-41) montre la constitution générale définie de la façon suivante :

— Un étage pilote de 72 MHz avec sélection des fréquences d'émission au moyen de 6 quartz (ou plus si l'on veut) mis en service par un commutateur de canaux fixé sur la face avant.

— un étage doubleur sortant un signal sur 144 à 146 MHz ;

— un étage driver N° 1 (transistor 2N5589) ;

— un étage driver N° 2 (transistor 2N5590) ;

— un étage amplificateur de puissance (transistor 2N5591) ;

— un circuit adaptateur d'antenne.

La chaîne de modulation comporte :

— un préamplificateur micro (circuit intégré SL630) ;

— circuit compresseur de modulation (circuit intégré SL620) ;

— un modulateur (ampli de puissance BF : circuit intégré SL403A) ;

— facultatif : un circuit d'appel avec un circuit intégré SL630.

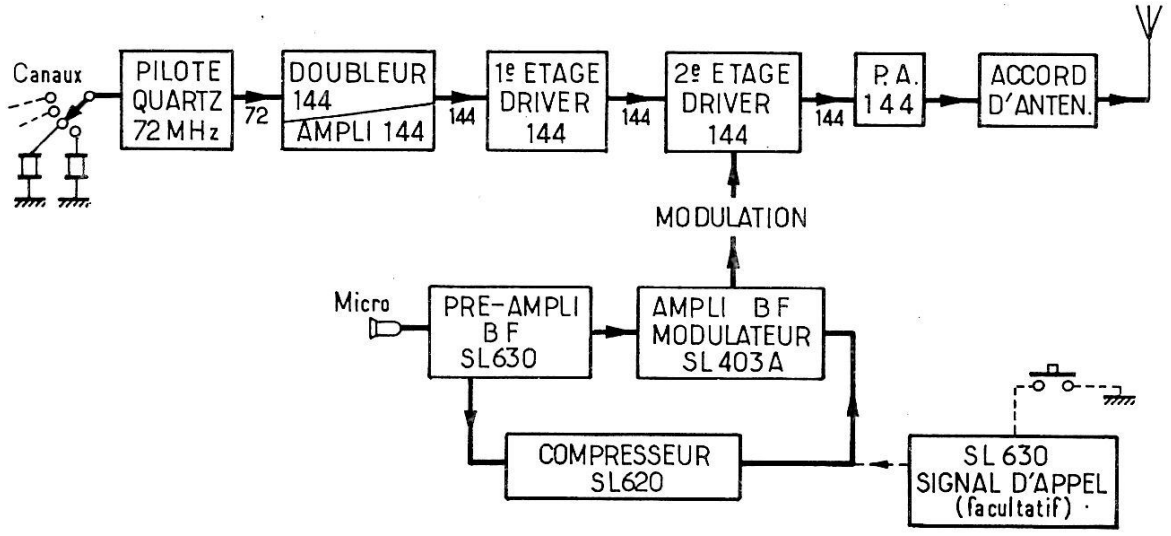


FIG. III-41

A noter, en ce qui concerne les trois transistors VHF, qu'ils sont à la base issus de la même pastille et après fabrication de cette dernière, un tri fournit les meilleurs (2N5591) puis de moins puissants (2N5590) et enfin un second tri, des transistors qui ne peuvent guère sortir plus de 1 W (cela donne les 2N5589).

A titre indicatif, le gain en puissance donné par ces trois étages amplificateurs VHF est de 22 dB et le rendement global est de 47 % ; ceci revient à dire que pour disposer d'une puissance de sortie de 25 W, il y aura une consommation sur l'alimentation de 53 W et avec une tension d'alimentation de 12 V (batterie de voiture) l'intensité sera d'environ $53/12 = 4{,}4$ A.

La puissance d'entrée nécessaire à l'excitation du 2N5589 est de 190 mW. Enfin, il n'est pas sans intérêt de signaler que le niveau des harmoniques sera à — 40 dB en dessous du niveau de sortie de la fondamentale. Les trois étages de puissance (driver) fonctionnent en classe C avec une polarisation nulle en l'absence de signal à l'entrée ;

l'impédance de sortie est de 50 Ω, ce qui permet d'utiliser du coaxial (type RG9U) à faibles pertes et facile à acheter tant à Paris qu'en province.

Voyons maintenant, étage par étage, et dans le détail, la réalisation de notre émetteur :

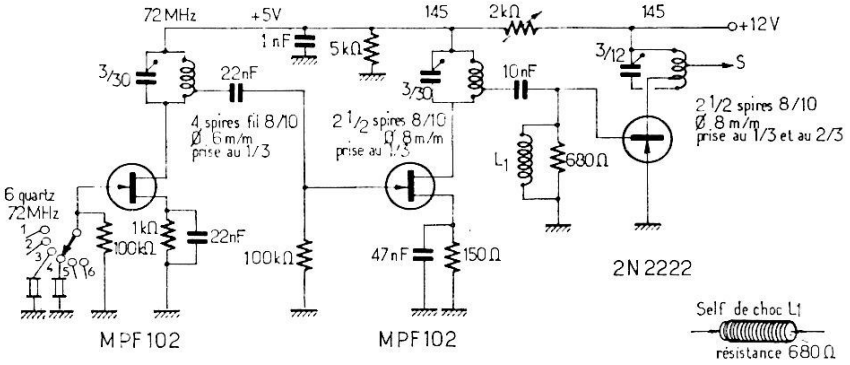


FIG. III-42

Le pilote (cf. fig. III-42), le doubleur et l'étage tampon, qui constituent à eux trois l'ensemble exciteur, utilisent trois transistors : un premier transistor à effet de champ MPF102 de Motorola (comme tous les autres transistors du reste) est monté en oscillateur à quartz ; l'un des six quartz sélectionné par le choix du canal, shunté par une résistance de 100 kΩ, va à la « gate » du FET ; la « source » est polarisée par une résistance de 1 000 Ω découplée par une capacité de 22 nF ; le « drain » est quant à lui chargé par un circuit oscillant, accordé sur 72 MHz et au moyen d'une prise au tiers, la HF disponible est envoyée par une capacité de 22 nF à la « gate » du deuxième MPF102, qui est polarisée par une résistance de 100 kΩ. Ce second étage à FET est monté en doubleur de fréquence et son « drain » est chargé par un CO accordé sur 145 MHz (milieu de la gamme amateur 144 à 146 MHz). La self est réalisée sur air (comme toutes les autres selfs 72 ou 144) avec 2 1/2 spires de fil 8/10 mm sur un diamètre de 8 mm avec une prise au tiers, où est prélevé l'excitation qui va à l'étage tampon 144-146 par une capacité de 10 nF. La « source » du 2° MPF102 est polarisée par 150 Ω et découplée par 47 nF.

L'étage tampon utilise un transistor 2N2222, dont l'émetteur est à la masse, la base alimentée en classe C par l'excitation est mise à la masse en continu par un circuit constitué par une résistance de 680 Ω aux bornes de laquelle est une self de choc VHF, réalisée par une dizaine de spires de fil 0,6 mm bobinées à spires jointives sur le corps même de la résistance ainsi qu'il apparaît sur la figure III-42.

Le collecteur du 2N2222 est chargé par un CO accordé sur 145 MHz et la sortie de l'exciteur est effectuée par une prise au tiers sur la bobine du CO.

En ce qui concerne l'alimentation de l'exciteur, le 2N2222 reçoit du + 12 V par rapport à la masse, mais pour les deux étages à FET, il faut disposer de + 5 V et pour ce faire nous avons utilisé un pont diviseur réalisé par une résistance de 5 kΩ et une autre résistance ajustable de 2 kΩ, dont la valeur sera ajustée en mesurant la tension obtenue en fonctionnement aux bornes de la capacité de découplage de 1 nF. Il ne sera plus utile de retoucher à cette résistance ultérieurement. Si l'on dispose d'une diode zener de 5 V, il sera bon de la placer aux bornes de cette capacité de 1 nF pour parfaire la stabilité en tension, mais ce n'est pas absolument indispensable puisque le pilote est stabilisé par quartz.

Il sera utile de monter cet exciteur à l'intérieur d'un petit blindage métallique afin de le soustraire au rayonnement des étages de puissance, et seul le commutateur de canaux sera « sorti » de ce blindage pour être fixé sur la face avant.

La chaîne d'amplification VHF, réalisée avec les trois transistors 2N5589, 2N5590 et 2N5591 (cf. fig. III-43), montre que les trois étages sont réalisés sur le même schéma ; c'est-à-dire que leurs émet-

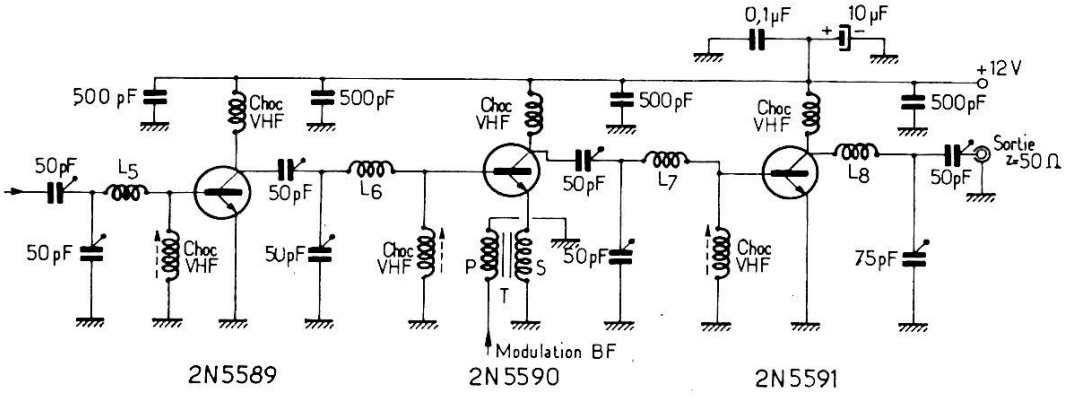


FIG. III-43

teurs sont à la masse, que leurs bases sont à la masse « en continu » mais reçoivent le signal HF par un circuit oscillant, et que leurs collecteurs sont chargés par une self de choc et que c'est le C.O. de chaque étage qui sert de liaison à l'étage suivant. Ainsi donc toutes les capacités d'accord sont des ajustables de 50 pF sur stéatite (faibles pertes à l'exception d'une seule capacité de 75 pF qui est placée en sortie finale ; toutes les bases sont mises à la masse par des selfs de choc VHF à noyau (miniatures) et tous les collecteurs sont alimentés

en + 12 V par des selfs de choc VHF sans noyaux également miniatures. Chaque étage est blindé par rapport au précédent, pour éviter tout accrochage et l'alimentation en continu est découplée après chaque dérivation vers un collecteur, par des capacités de 500 pF de bonne qualité ; de plus, au niveau de l'étage final il y a lieu de découpler très énergiquement l'alimentation au moyen de trois capacités : 500 pF, 0,1 µF et 10 µF polarisées. Les bobines des CO ont les caractéristiques suivantes :

L_5 = 3 spires fil de 0,8 mm sur diamètre de 10 mm, sur air ;
L_6 = identique à L_5 ;
L_7 = 2 1/2 spires fil de 1 mm sur diamètre 10 mm sur air ;
L_8 = 2 spires fil 1,2 mm sur diamètre 12 mm sur air.

Il y a lieu de soigner tout particulièrement ces CO car c'est d'eux en grande partie que dépendra le niveau de sortie de tout l'émetteur.

Avec si peu de spires il est facile d'obtenir des CO qui aient un « Q » (coefficient de surtension ou de qualité) très élevé, mais il faudra que leurs branchements aux condensateurs ajustables soient très courts et loins du châssis pour éviter les pertes et les capacités parasites.

En ce qui concerne la modulation, nous avons choisi de moduler en amplitude l'étage driver N° 2, c'est-à-dire l'étage du 2N5590, dont l'émetteur, au lieu d'aller directement à la masse, y va par le truchement du secondaire d'un transformateur de modulation (puissance 3 W environ). Le primaire de ce transformateur va à la sortie du modulateur ; on voit qu'en jouant sur la tension émetteur-base (qui est de zéro volt en l'absence de signal) on peut augmenter ou réduire le taux d'amplification de l'étage 2N5590 ; il y a donc bien là une modulation d'amplitude efficace.

Pour le bloc d'accord antenne (facultatif) nous avons réalisé un circuit des plus classiques (circuit Collins) dont le but (cf. fig. III-44) est d'adapter au mieux l'impédance de sortie de l'émetteur à celle de

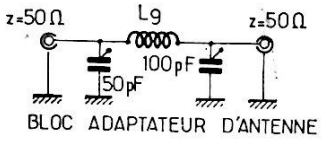


FIG. III-44

l'antenne utilisée ; en principe il est inutile de l'employer si l'antenne est correctement réalisée et si l'impédance de l'antenne et celle du coaxial de liaison est bien de 50 Ω, comme celle de la sortie de l'émetteur, mais si tel n'était pas le cas, il serait utile et même indispensable.

Pour la chaîne modulatrice, nous utiliserons trois circuits intégrés, qui seront montés d'une façon semblable à la partie BF du récepteur avec quelques petites variantes : tout d'abord, pour adapter l'impédance de sortie du préampli (impédance basse) à l'impédance élevée de l'entrée de l'ampli de puissance BF, au lieu du transistor adaptateur nous avons préféré utiliser un petit transformateur BF (miniature) dont le primaire aura une impédance basse (quelques dizaines d'ohms) et un secondaire une impédance élevée (quelques dizaines de kilohms). Le potentiomètre de gain BF sera monté en parallèle avec le secondaire de ce transformateur BF. Le circuit intégré de sortie sera du type SL403 A qui délivre 3 W alors que SL402 A était limité à 2 W. L'alimentation en continu du SL403 A sous 12 V se fait directement

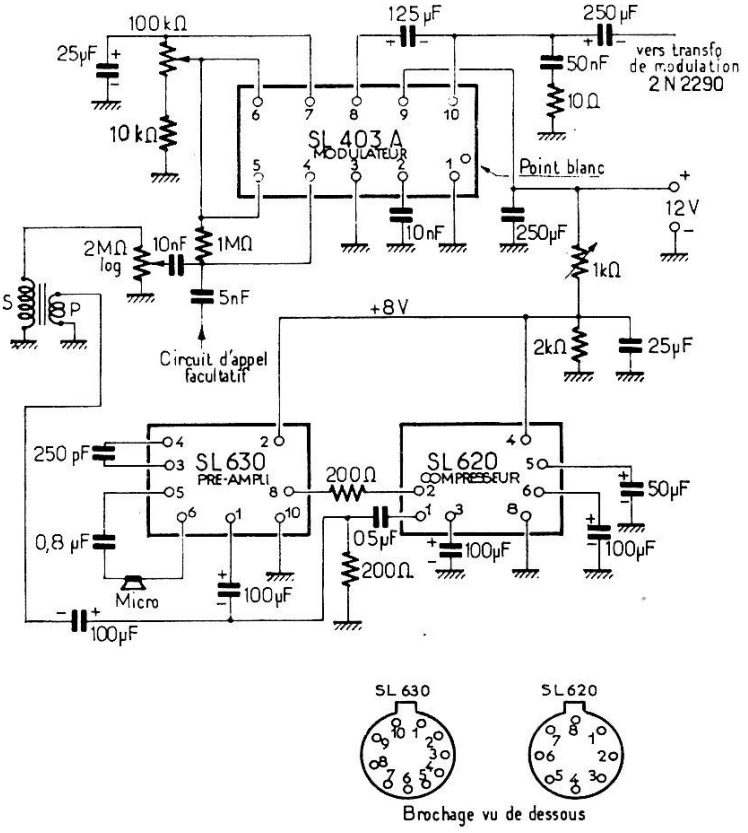


FIG. III-45

alors que pour les deux autres circuits intégrés (préampli et compresseur) il faut environ 8 à 9 V d'alimentation ; pour ce faire, un pont diviseur avec une résistance ajustable permet de doser cette tension que l'on mesurera au contrôleur en fonctionnement et là encore il ne sera plus utile de retoucher à ce réglage. Le micro utilisé pourra être du type crystal ou dynamique (avec son transformateur adapta-

teur) ou même éventuellement du type charbon, mais en raison de la mauvaise qualité de ces micros, nous les déconseillons ! Il est même possible, suivant le micro choisi de supprimer purement et simplement la capacité de 0,8 µF placée sur la borne 5 du SL630 et d'entrer directement entre les bornes 5 et 6. Avec un micro crystal cela est tout à fait possible.

Le brochage des SL620 et SL630 (de PLESSEY) vus par-dessous complète cette description.

A noter que sur la borne 4 du SL403 A nous avons monté une capacité de 5 nF destinée à recevoir le signal d'appel, dont nous allons voir maintenant le montage : si l'on utilise deux transistors 2N2222 (ou n'importe quel autre transistor miniature NPN) ce n'est rien d'autre qu'un multivibrateur dont la fréquence est fixée par le produit RC (ou plus exactement par le rapport 1/RC) R étant la résistance

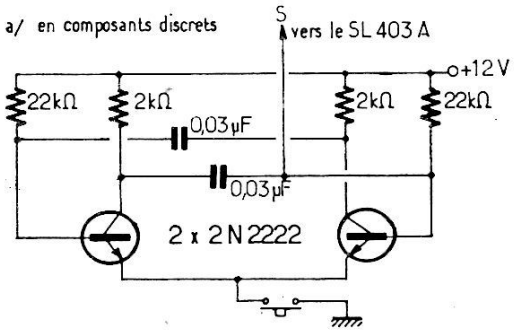


FIG. III-46 a

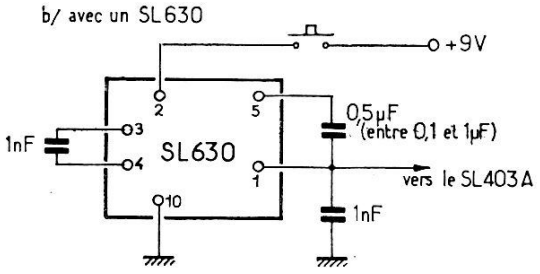


FIG. III-46 b

équivalente des résistances de base et de collecteur, et C la valeur de la capacité de liaison (0,033 µF) cette valeur pouvant varier entre 0,01 et 0,05 µF suivant la tonalité souhaitée). L'appel se fait en mettant les deux émetteurs des transistors à la masse et le signal rectangulaire ainsi produit va directement à la borne 4 du circuit SL403 A par une capacité de 5 nF.

Si l'on désire employer un circuit intégré SL630 pour le circuit d'appel, le montage est simple, car il suffit de réinjecter la sortie sur l'une des entrées (5 ou 6) pour faire osciller ce circuit et la tonalité sera définie par le produit de la capacité de 0,5 µF par la résistance équivalente à la résistance de charge ; en pratique suivant les premiers résultats il pourra être utile de modifier la valeur de cette capacité entre 0,1 et 0,8 µF et l'alimentation du circuit se fera en + 9 V environ.

L'appel se fera simplement en mettant sous tension le circuit.

A vrai dire, pour une telle fonction très simple il n'est pas indispensable d'employer un circuit intégré, mais en tous cas rien ne s'y oppose !

Il est encore deux dispositifs intéressants mais facultatifs à savoir : un S-mètre et un circuit de « silence ».

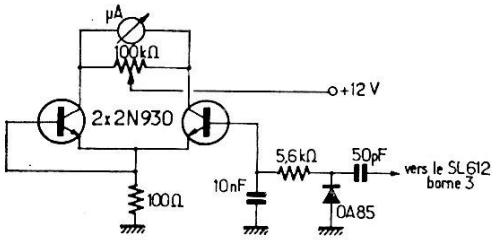


FIG. III-47

Le S-mètre qui est utile pour mesurer l'amplitude du signal HF reçu (cf. fig. III-47) utilise un micro-ampèremètre de déviation totale 0,1 mA environ ; deux transistors du genre 2N930 ou similaire sont montés en différentiels et en l'absence d'émission (antenne à la masse) on règle le potentiomètre de 10 kΩ de telle sorte que l'aiguille du micro-ampèremètre soit près du zéro et l'on vérifie que lorsqu'il y a une émission reçue, l'aiguille dévie bien dans le bon sens ; si tel n'était pas le cas, et si l'aiguille tendait à aller vers sa butée, il y aurait lieu d'inverser les fils du galvanomètre, pour que tout rentre dans l'ordre. L'alimentation en + 12 V et une diode OA85 ou similaire redressant une portion de FI (prélevée sur la borne 3 du circuit intégré SL612 : amplificateur FI) par une capacité de 50 pF complètent ce montage intéressant.

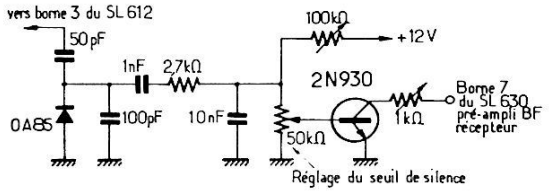


FIG. III-48

Ce montage différentiel ne présente aucune difficulté.

Le circuit de silence (cf. fig. III-48) est destiné à rendre silencieux le récepteur lorsqu'il n'y a pas d'émission sur la fréquence choisie et de telle sorte que lorsqu'une émission suffisamment forte démarre sur cette fréquence, le récepteur se débloque et l'écoute se fait normalement.

Il faut donc que les parasites ne débloquent pas trop facilement le circuit de silence, et que d'autre part, il ne faille pas un niveau par trop fort pour le débloquer ; ce sera donc un compromis, compromis que l'on pourra décaler dans un sens ou dans l'autre en jouant sur un potentiomètre dont le rôle sera de décaler le seuil de silence ; plus le seuil sera reculé et plus il faudra un signal fort pour débloquer le récepteur et vice versa.

Ce circuit de silence est raccordé à la borne 7 du circuit intégré SL630 (préamplificateur BF de la chaîne de réception).

Lorsque cette borne 7 est à la masse, il y a le silence ; il faut donc que le transistor inséré entre cette borne 7 et la masse soit bloqué lorsqu'il y a une émission (récepteur normal) et débloqué en l'absence de signal (récepteur muet) ; pour cela, un transistor NPN (du type 2N930 ou similaire) sert de mise à la masse de la borne 7 ; sa base reçoit, après amplification et détection la même tension que celle qui alimente le S-mètre mais comme il faut une certaine constante de temps pour éviter que dans les creux de modulation, le silence ne reprenne, il faut certaines résistances et capacités additionnelles. Un potentiomètre linéaire de 50 kΩ permet de faire varier le seuil de silence, une résistance ajustable de 100 kΩ sert à doser la polarisation du transistor 2N930 pour que le potentiomètre de seuil ajuste convenablement, ni trop, ni trop peu. De plus une résistance de protection de 1 kΩ ajustable est insérée entre la borne 7 du SL630 et le collecteur du transistor.

Une fois les réglages effectués, il n'y aura plus à y retoucher et seul le potentiomètre de silence figurera sur le panneau avant.

Avec une telle station, réalisée avec soins, de beaux DX seront possibles à condition toutefois que l'antenne soit bien dégagée et bien accordée, ce qui n'est pas toujours le cas : bien des émetteurs fonctionnent très bien mais les antennes étant mal implantées, mal accordées et alimentées par des feeders ou des coaxiaux de bien piètre qualité ! Il est important de soigner tout particulièrement l'antenne et sa descente, car un vieux dicton amateur dit que : « Si l'on élève l'antenne de deux mètres, cela revient au même que de doubler la puissance de l'émetteur ! En élevant de quatre mètres l'antenne, cela revient à quadrupler la puissance efficace ! » Si ce dicton n'est pas tout à fait mathématique, il n'en est pas moins vrai qu'il est plein de bon sens, et que de l'antenne, sa constitution, sa disposition et sa hauteur dépendent les résultats de la station ; tant à l'émission qu'à la réception.

Nous donnons pour terminer les caractéristiques de l'antenne 144-146 MHz (servant également à l'écoute des satellites artificiels

sur 136 MHz) qui équipe notre station : dix éléments, une longueur de 3,3 mètres mais réalisée avec soin elle apporte un gain de 12 dB, ce qui n'est pas mal !

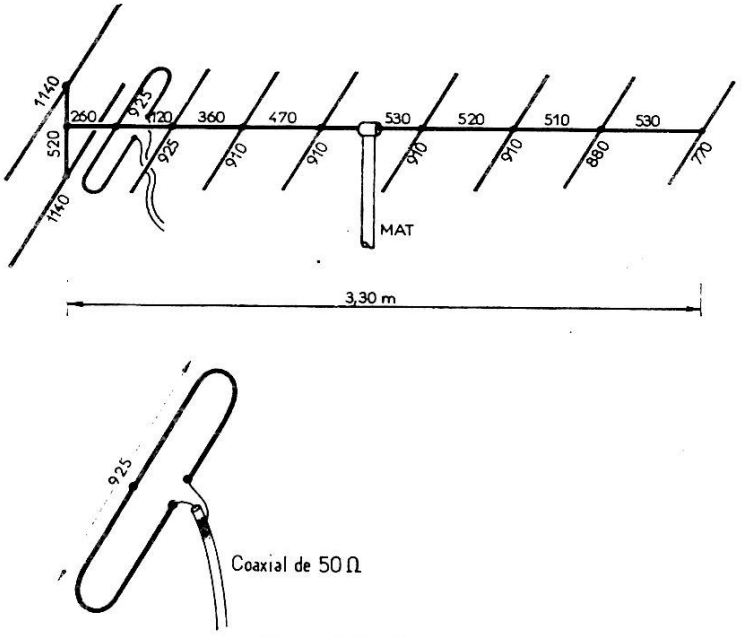


FIG. III-49

Cette antenne (cf. fig. III-49) est réalisée en tube d'aluminium de 10 mm de diamètre et l'armature centrale est en barre de section carrée de 25 mm également en alliage d'aluminium et dural.

L'alimentation du dipôle par un coaxial de 50 Ω est la meilleure solution ; car elle adapte au mieux l'impédance de l'antenne, celle du câble et celle de l'émetteur. Très légère (moins de 3 kg) elle présente une directivité horizontale de 35° environ et dans un plan vertical de 45° et une atténuation avant-arrière de 30 dB. Réalisée en Allemagne de l'Ouest c'est l'antenne idéale pour le trafic amateur en VHF.

UN ATTENUATEUR POUR RADIO-TELEPHONES

Il est parfois utile de disposer d'un montage atténuateur lorsque des stations sont à la fois puissantes et très proches ; il y a risque de saturation et la compréhensibilité en souffre ; il est bon d'insérer un dispositif atténuateur entre l'antenne et l'émetteur-récepteur, cet atténuateur agissant doublement, à l'émission ET à la réception, puisque la sortie antenne est commune et l'antenne utilisée dans les deux cas.

Mais il faut que cet instrument ne perturbe pas le fonctionnement des appareils ni de l'émetteur (différence de charge : risque de détérioration des étages de sortie) ni du récepteur (risque de détérioration des diodes d'entrée c'est la raison pour laquelle les atténuateurs doivent présenter certaines caractéristiques et notamment en ce qui concerne le maintien des impédances ; le premier montage (cf. fig. III-50) donne un affaiblissement de 40 dB ; un inverseur double présente donc deux positions : sur la première, il n'y a aucun affaiblissement et l'antenne arrive en direct et sur la seconde position, un pont de résistances (une résistance de 3 kΩ, 1 W en série et quatre

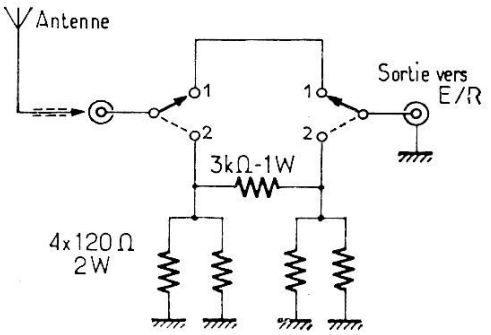


FIG. III-50

résistances de 120 Ω, 2 W en parallèle deux par deux à chaque extrémité du pont) procure cet affaiblissement de 40 dB en maintenant l'adaptation des impédances (entre 50 et 75 Ω). Le second atténuateur (cf. fig. III-51) est plus évolué en ce sens qu'il dispose de quatre

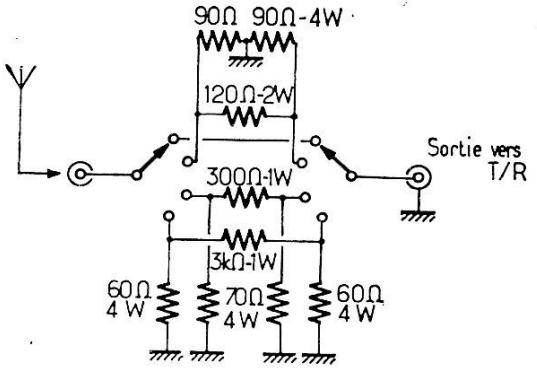


FIG. III-51

positions ; sur la première : aucune atténuation ; sur la seconde : environ 10 dB, sur la troisième : environ 25 dB et enfin la quatrième nous donne les 40 dB annoncés plus haut ; les résistances utilisées pour chaque position seront donc les suivantes :

— 10 dB : en série : 120 Ω et en parallèle : deux résistances de 90 Ω (puissance 2 W pour la première et 4 W pour les deux autres) ;

— 25 dB : en série : 300 Ω, 1 W et en parallèle : deux fois 70 Ω, 4 W ;

— 40 dB : en série : 3 kΩ, 1 W et en parallèle : deux fois 60 Ω, 4 W.

Le montage pratique de ces atténuateurs pourra être réalisé au moyen d'un coffret métallique de dimensions : 80 × 40 × 50 mm disposant d'une prise coaxiale (Radiall ou BNC) à chaque extrémité (cf. fig. III-52) et du commutateur à 2 ou 4 positions avec les degrés d'atténuation.

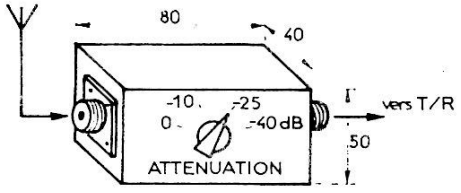


FIG. III-52

SCHEMA D'UN RADIO-TELEPHONE PROFESSIONNEL SUR 27 MHz, 5 W

Un tel schéma n'est pas donné dans ce livre dans le but de pouvoir le réaliser à des fins de trafic amateur, mais à titre de documentation et afin de permettre à nos lecteurs de comparer la disposition des circuits électroniques professionnels à ceux que nous proposons pour les équipements radio-amateur. Ce radio-téléphone (fig. III-53) est constitué d'une chaîne d'émission pilotée par quartz (douze canaux sur 27 MHz suivie d'un étage driver puis d'un étage de puissance 5 W HF) avec un circuit accordé en sortie ; l'impédance de charge est de 50 Ω et un appareil de mesure permet de vérifier le niveau de sortie de l'émetteur.

Cet appareil de mesure est utilisé en S-mètre à la réception.

Le récepteur est à double changement de fréquence ; le premier permet de commuter les douze canaux en commutant douze quartz, alors que le second changement de fréquence est piloté par quartz à fréquence fixe.

Un filtre mécanique maintient constante la bande passante en étant inséré dans la chaîne FI (moyenne fréquence) ; la détection par diode, un circuit d'antifading et un dispositif de « silence » complètent ce récepteur dont la sensibilité est de l'ordre de 1 µV pour un rapport signal/bruit de 10 dB ; l'amplificateur BF est utilisé à

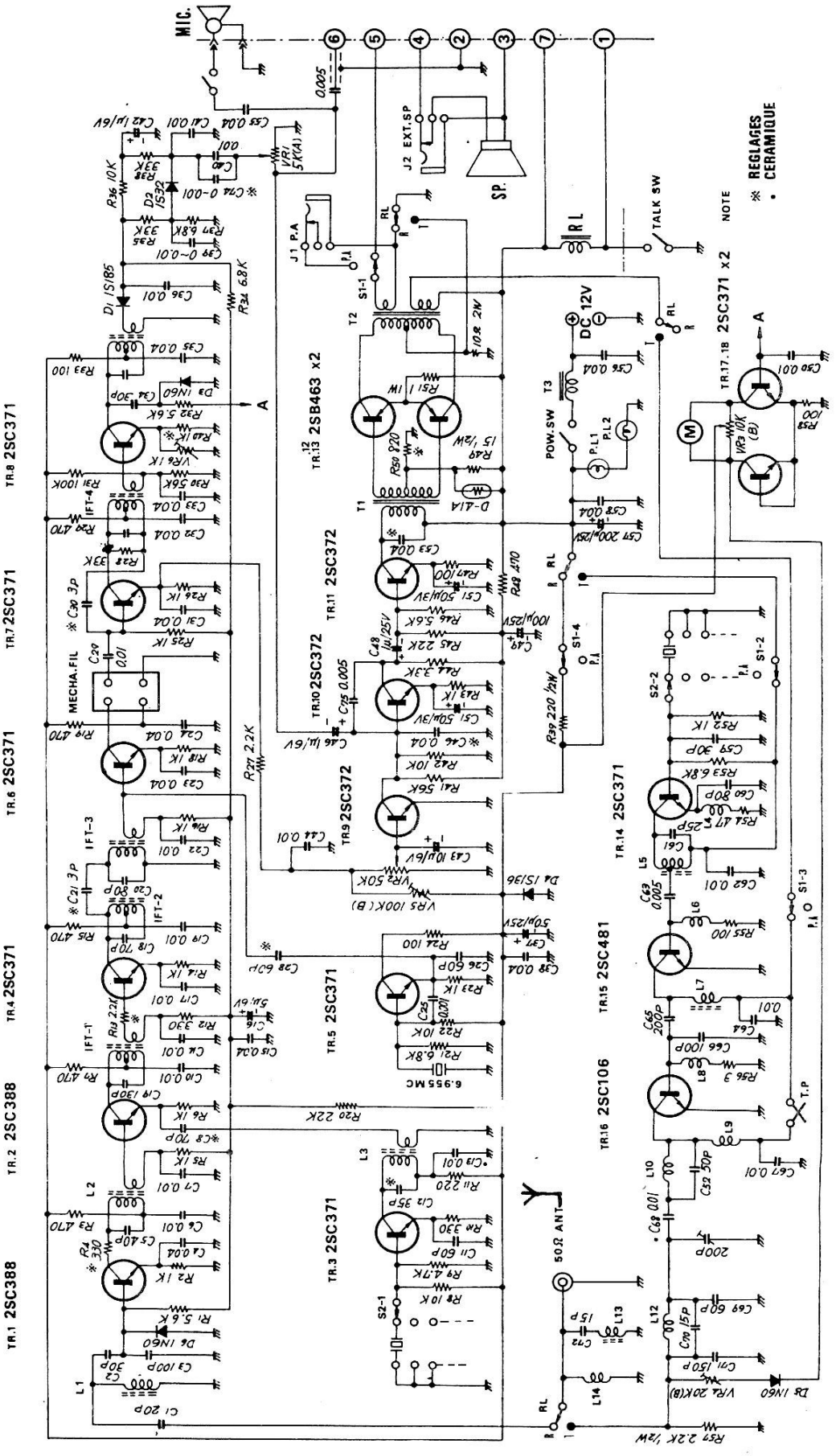

MIC.
SP.
J2 EXT.SP
J1 P.A
TALK SW
DC 12V
POW.SW
MECHA.FIL
50Ω ANT
TR.1 2SC388
TR.2 2SC388
TR.3 2SC371
TR.4 2SC371
TR.5 2SC371
TR.6 2SC371
TR.7 2SC371
TR.8 2SC371
TR.9 2SC372
TR.10 2SC372
TR.11 2SC372
TR.12 2SB463 x2
TR.13
TR.14 2SC371
TR.15 2SC481
TR.16 2SC106
TR.17.18 2SC371 x2
NOTE
※ REGLAGES
• CERAMIQUE

FIG. III-53

la réception pour l'écoute sur haut-parleur (incorporé) et à l'émission comme modulateur ; cet amplificateur délivre environ 2 bons watts et comme cette puissance est relativement élevée, il est facile d'employer cet ampli comme amplificateur de sonorisation autonome (avec un gros haut-parleur extérieur) et c'est la raison pour laquelle il est prévu un inverseur « radio-télé ou public-adress » sur le coffret de l'appareil.

L'alimentation de ce radio-téléphone est prélevée directement sur la batterie 12 V de la voiture (en rajoutant quelques dispositifs anti-parasites !) et le coffret a pour dimensions approximatives : 150 × 50 × 180 mm ; la disposition interne des composants a été résolue en utilisant un seul circuit imprimé de dimensions approximatives 170 × 140 mm sur lequel sont fixés tous les composants, qu'ils soient passifs ou actifs et nous devons reconnaître que la densité n'est pas telle que le dépannage en soit rendu difficile ! Les composants sont d'origine japonaise et il est parfois difficile de transposer directement en composants (pour les transistors et diodes) standards européens.

La commutation émission-réception est commandée par un relais qui effectue toutes ces opérations (commutation d'antenne, d'alimentation, et de raccordements BF et appareil de mesure). Ce relais est lui-même commandé par une pédale placée sur le corps du microphone et l'emploi de l'appareil tout en conduisant ne pose aucune difficulté.

CHAPITRE IV

Stations portables ou mobiles

Par stations « portables ou mobiles » nous entendons des équipements complets, prêts à transmettre et à recevoir, et ceci soit en poste fixe (en dehors du domicile habituel, en vacances par exemple, ou en camping) ou en station mobile sur voiture, que ce soit en roulant ou bien à l'arrêt. Ces stations, déjà évoluées, permettent de réaliser de très belles liaisons car le récepteur possède des caractéristiques dignes d'un récepteur de trafic, quant à l'émetteur, sa puissance et ses performances sont à la hauteur, de telle sorte que ce ne sont pas des matériels « pour se faire la main » mais des stations complètes destinées au trafic amateur dans les meilleures conditions d'exploitation.

Nous allons voir successivement des matériels employant au maximum les circuits intégrés comme les transistors modernes ; ce sera tout d'abord un récepteur de trafic conventionnel réalisé à partir de modules, puis un récepteur moins classique avec des fonctions intégrées, ces deux récepteurs pouvant être associés avec l'un ou l'autre émetteur de puissance décrits au chapitre II, puis des montages émetteurs-récepteurs complets plus ou moins « intégrés » ; enfin nous verrons la description de stations de radio-téléphones professionnels en modulation d'amplitude comme en modulation de phase ou de fréquence, suivies de dispositifs d'appel sélectif.

Le problème des antennes et des équipements annexes sera vu plus loin au cours des chapitres suivants.

Le premier montage que nous proposons n'utilise pas de transistors ultra-modernes, certes, mais il présente le double avantage d'être réalisable à peu de frais avec des composants de fonds de tiroirs (ou très faciles à trouver dans le commerce actuellement) et d'offrir une grande facilité de réalisation pour des amateurs débutants, et ceci sans que ce soit au détriment de ses performances ; celle-ci sont excellentes et malgré les éventuelles critiques sur le choix des semi-conducteurs quelque peu anciens (quelques années seulement) nous

pensons qu'il est bon de pouvoir s'en inspirer et même de pouvoir le réaliser à un moindre prix, car cet élément est loin d'être négligeable, mais toutefois, pour rester « modernes » nous donnerons la liste des semi-conducteurs équivalents qui pourront remplacer leurs homologues périmés aux yeux de certains puristes !

UN RECEPTEUR DE TRAFIC ONDES COURTES ET VHF A TRANSISTORS

Un récepteur de trafic ondes courtes, doit être un appareil sérieux, doté d'une grande sensibilité et d'une excellente sélectivité.

Pour ce faire, nous devons réaliser un ensemble super-hétérodyne à changement de fréquence, précédé de plusieurs étages amplificateurs HF et suivi de trois étages à fréquence intermédiaire. Ainsi, la sensibilité du récepteur, mesurée à son entrée, sera de l'ordre du µV alors que la sélectivité sur chaque gamme d'ondes sera d'environ 4 à 5 kHz et éventuellement mieux.

Constitution du récepteur

Un récepteur de trafic doit être complet et posséder entre autres :

— un contrôle automatique de gain (ou antifading) ;

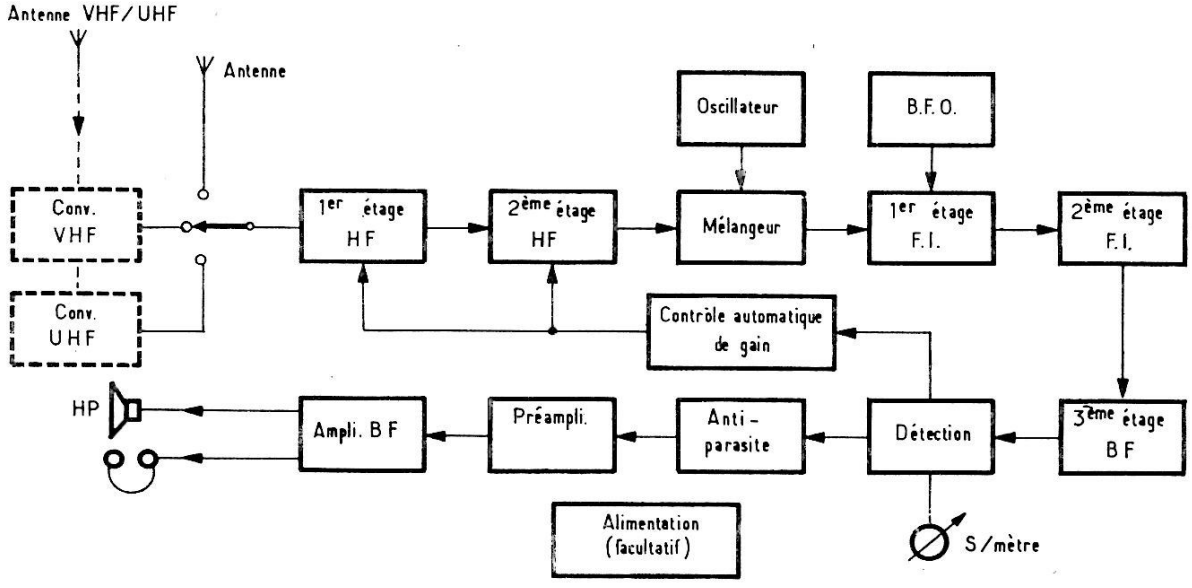


FIG. IV-1

— un circuit anti-parasites ;

— un oscillateur à fréquence de battement pour l'écoute de la télégraphie ;

— un mesureur S-mètre ;

— la possibilité d'être raccordé à un ou plusieurs convertisseurs VHF et UHF.

Notre récepteur comportera donc les étages suivants :

a) Un étage d'entrée HF (transistor OC171).

b) Un second étage amplificateur HF (OC171).

c) Un oscillateur local (OC170).

d) Un étage mélangeur (OC171).

e) Un premier étage à fréquence intermédiaire (OC170).

f) Un deuxième étage FI (OC170).

g) Un troisième étage FI (OC170).

h) Un oscillateur à fréquence de battement (OC71).

i) Un circuit de détection (diode OA85).

j) Un circuit d'antifading (2N696 + SFT115).

k) Un montage anti-parasites (diodes OA85).

l) Un circuit de S-mètre (micro-ampèremètre de 0/200 μA).

m) Un préamplificateur BF (OC71 + OC71 + OC71).

n) Un amplificateur de puissance BF en montage push-pull (2 × OC72).

o) Une alimentation secteur 110/220 délivrant 12 V stabilisés (diodes OA210 + 2N2219 + diode Zéner BZY89).

L'alimentation pourra être obtenue, si besoin est au moyen de piles bâton montées en série (8 piles de 1,5 V) pour un fonctionnement en mobile, par exemple ou en station autonome (plan de Défense ORSEC).

Pour ce faire, il sera facile d'inverser l'alimentation piles-secteur.

Le schéma diagramme de cet ensemble récepteur (cf. fig. IV-1), montre la cascade des étages et les raccordements de l'un à l'autre.

L'écoute sera possible sur un haut-parleur incorporé dans le coffret du récepteur, mais il sera facile d'adjoindre un casque à deux écouteurs pour une écoute de stations faibles, ou pour une écoute « silencieuse » dans le cas des QSO tardifs dans la soirée !

L'entrée « Antenne » sera branchée soit sur l'arrivée d'antenne pour l'écoute des stations des gammes décamétriques (80-40-20-15 et 10 mètres) soit à la sortie de convertisseurs VHF ou UHF pour l'écoute des bandes métriques 144 MHz ou 435 MHz. Dans ce cas, les conver-

tisseurs placés à l'extérieur du coffret et blindés seront raccordés par un câble blindé de bonne qualité (coaxial d'émission à faibles pertes) à la prise d'entrée « Antenne » du récepteur de trafic ; il y aura grand intérêt à employer une prise coaxiale de type Amphénol ou autre, mais à coup sûr de bonne qualité.

Présentation du récepteur

La présentation extérieure du récepteur (cf. fig. IV-2), montre un coffret de dimensions approximatives : 380 × 250 × 300 mm en tôle givrée (coffret du commerce) avec un panneau avant comportant : un cadran à deux aiguilles et deux vitesses de parcours

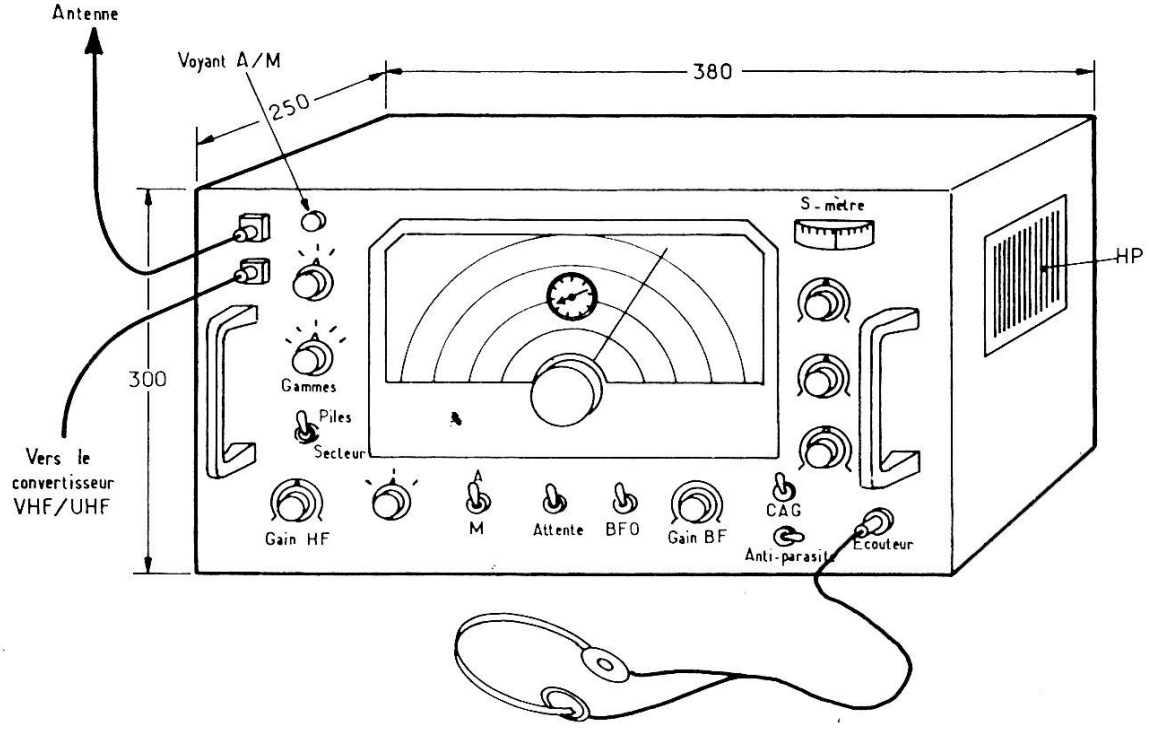


FIG. IV-2

afin de passer rapidement d'une fréquence à une autre afin de pouvoir en utilisant la démultiplication balayer très lentement une plage de fréquences.

Le cadran utilisé est de la marque « Wireless Thomas » et son emploi est des plus aisé. L'axe intérieur de ce cadran, destiné à entraîner le CV à 4 cages est relié à ce dernier par un accouplement souple.

Le panneau avant comportera en outre :

a) La borne coaxiale d'antenne.

b) La liaison aux convertisseurs VHF/UHF.

c) Un commutateur OC-VHF-UHF.

d) Un commutateur de gammes 3,5-7-14-21-28 MHz.

e) Un interrupteur de commande de BFO (oscillateur de battement).

f) La commande de gain HF.

g) La commande d'antifading (écoute de la FM à bande étroite ou de la NBFM).

h) La commande du circuit anti-parasites.

i) Un interrupteur d'attente.

j) La commande de gain BF.

k) La commande de tonalité Graves-Aiguës (facultatif).

l) Un interrupteur Marche-Arrêt.

m) Un voyant de marche.

n) Un S-mètre.

o) La prise du casque.

p) La variation de tonalité du BFO.

q) Deux potentiomètres définissant la sélectivité (facultatif).

Enfin deux poignées complèteront ce panneau avant déjà bien rempli ! Le haut-parleur sera fixé sur le côté, un cache ajouré le protégeant de la poussière et des coups malencontreux et un inverseur piles-secteur ajouteront à cet ensemble un complément utile.

La disposition des éléments (cf. fig. IV-3), montre le panneau avant avec ses deux poignées, fixé à deux pièces métalliques, découpées dans la tôle d'aluminium (ou mieux en AG3 épaisseur 12/10 de millimètre) suivant notre croquis et leur montage destiné à assurer une bonne rigidité à l'ensemble et à permettre aux cartes d'être placées parallèlement les unes aux autres sur un cadre métallique solidaire des deux équerres.

Cette disposition nous a permis de réaliser les cartes les unes après les autres, de les placer chacune à leur tour et de les essayer et de les mettre au point en cascade, c'est-à-dire de n'entreprendre la réalisation d'une carte qu'après avoir obtenu un bon fonctionnement de la précédente afin de satisfaire ce que nous disions lors de la conclusion de notre précédent article : mener à bien la réalisation

d'un ensemble : c'est mener à bien la construction et la mise au point de chaque élément ou de chaque sous-ensemble séparément ; la mise au point de l'ensemble terminé en sera grandement facilitée et le moral du constructeur préservé !

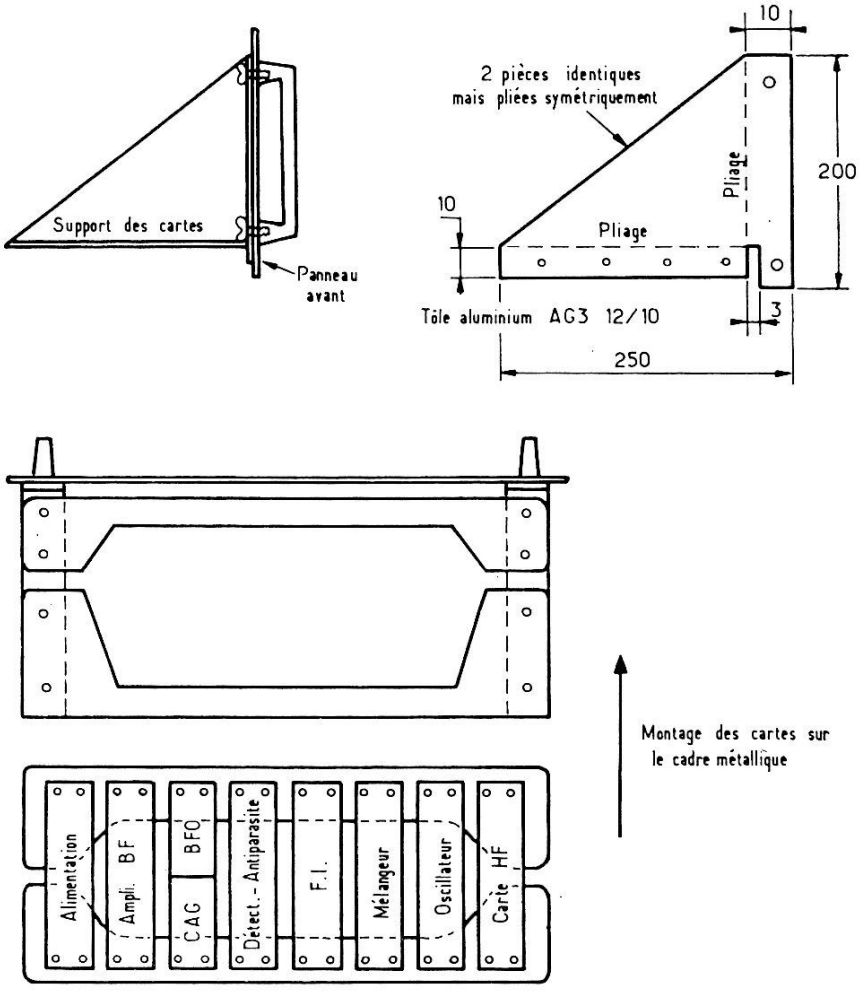


FIG. IV-3

Nous trouverons donc les cartes suivantes disposées de gauche à droite : la carte « alimentation », la carte « ampli et préampli BF », la carte « CAG et BFO », la carte « détection et antifading », puis la carte « fréquence intermédiaire » suivie de la carte « mélangeur » et enfin les cartes « oscillateur » et « circuits HF ». A noter que si l'on désire ne pas trop miniaturiser les cartes, il sera possible de superposer en deux étages les cartes ou éventuellement de les disposer sur chant, mais dans ce cas, il sera difficile d'accéder aux composants ou au câblage car l'espace disponible entre deux cartes ne sera que de quelques centimètres.

L'alimentation

Voyons tout d'abord la platine alimentation-secteur. Remarquons que toutes les cartes ont la même longueur soit 20 cm et une largeur variable suivant l'encombrement des composants.

La carte alimentation-secteur comportera un transformateur d'alimentation avec un primaire 110/220 V et un secondaire à deux fois 15 V ; deux diodes OA210 assureront le redressement à deux alternances et un premier condensateur de 250 µF 50 V, suivi d'une résistance de 10 Ω, puis d'un deuxième condensateur de 250 µF 50 V, filtreront la résiduelle alternative à 100 périodes ; un voyant 12 V est raccordé à la sortie des diodes et par la charge ainsi imposée évitera

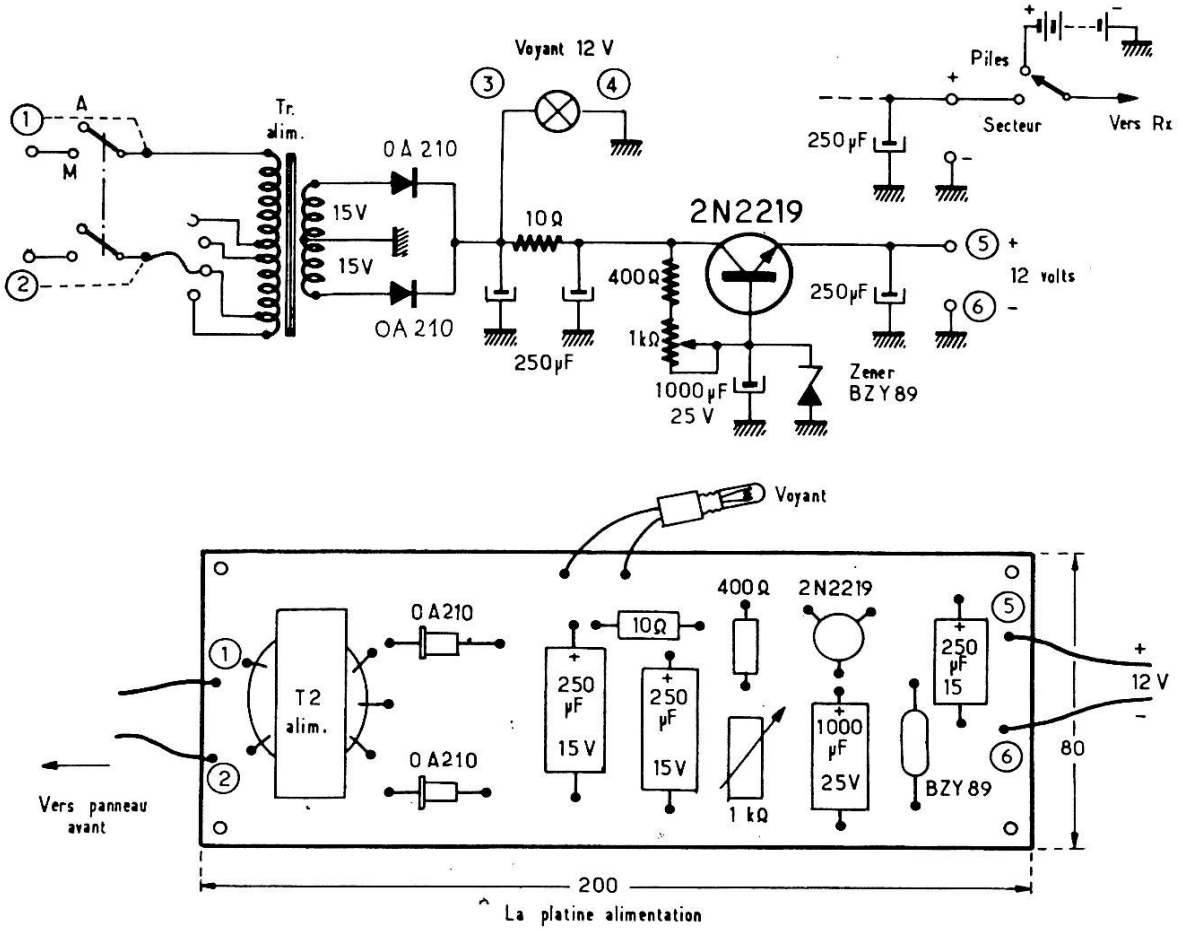


FIG. IV-4

les surtensions aux bornes des capacités de filtrage ; un transistor au silicium de type NPN (modèle 2N2219) en boîtier TO5, dont la base sera stabilisée en tension par une diode zéner BZY89, constituera un « ballast » et nous aurons ainsi une alimentation stabilisée très suffi-

sante pour un récepteur de trafic. Une résistance ajustable de 1 000 Ω montée en série avec la base du 2N2219, permettra de régler au mieux le facteur de stabilisation du transistor ballast en fonction des variations de charge et des variations du secteur d'alimentation.

La disposition des composants sur cette carte (dimensions 200 × 80 mm) nous montre qu'il n'y a guère de place perdue !

L'inverseur piles-secteur sera placé entre la sortie + 12 V et l'utilisation (recepteur).

Il sera bon de couper l'interrupteur Marche-Arrêt lors du fonctionnement sur piles, pour éviter à l'alimentation secteur de rester raccordée, mais ce n'est pas indispensable, car si le secteur est inexistant, il n'y a aucun problème, mais si ce n'est pas le cas, il ne faudra pas que l'alimentation secteur soit, étant sous tension, séparée de sa charge, c'est-à-dire du récepteur proprement dit.

La masse est commune à tout le récepteur et correspond au — 12 V.

Préamplificateur et amplificateur BF

La deuxième carte reçoit le préamplificateur et l'amplificateur de puissance BF ; cette carte a pour dimensions : 200 × 50 mm, et sera fixée à côté de la platine alimentation, ainsi qu'il a été montré sur la figure IV-3. La chaîne BF, comprend un étage de puissance push-pull avec deux transistors OC72 et un transformateur AUDAX TRSS12 ; un haut-parleur de 4,5 Ω d'impédance, monté sur l'un des côtés du coffret assure une écoute confortable, mais si l'on désire utiliser une paire d'écouteurs, le branchement de ces derniers s'opère par un inverseur qui alimente soit le HP soit le casque. Le schéma de toute la chaîne BF (cf. fig. IV-5), montre le transformateur « driver » attaqué par un OC71 et excitant symétriquement les bases des transistors OC72. L'ampli est tout à fait classique et si le préampli utilise un OC71 à charge d'émetteur, avec un potentiomètre inséré dans l'émetteur du second étage, il y a lieu de remarquer la valeur élevée des résistances de base de ces deux OC71 (résistances de 1 MΩ) et capacité de liaison de 0,1 µF ; le gain BF est obtenu en jouant sur le potentiomètre de 5 kΩ placé dans l'émetteur du deuxième étage, une capacité de 5 µF assure la liaison, en série avec un filtre RC parallèle (22 kΩ — 20 nF) qui permet une meilleure compréhension de la bande « téléphonique » c'est-à-dire une bande passante de 300 Hz à 3 000 Hz, car un récepteur de trafic n'est pas fait pour la Hi-Fi, mais pour une bonne compréhensibilité des paroles !

Tous les composants de la chaîne BF sont donc montés sur cette carte et la disposition conseillée (fig. IV-5), montre là encore, le peu de place perdue ; à noter qu'il est possible d'utiliser des résis-

tances de 1/8 de watt pour le préampli (les deux premiers étages OC71), des résistances de 1/4 de watt pour l'étage driver et enfin des résistances de 1/2 watt pour l'étage de sortie ; ainsi les composants

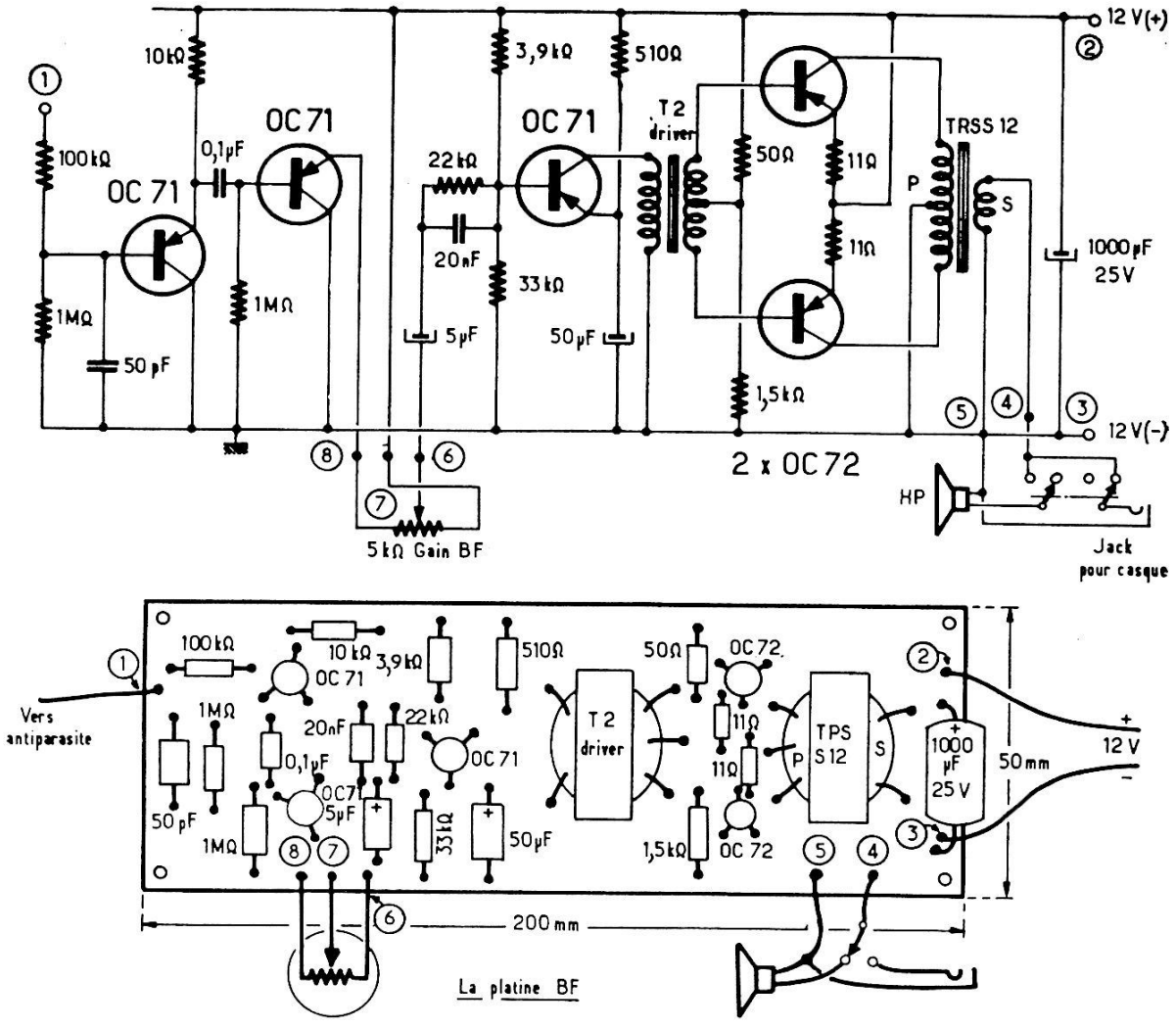


FIG. IV-5

n'auront pas des dimensions telles qu'ils ne pourraient pas être logés sur cette carte et de même pour les capacités : les condensateurs de 5 et de 50 µF seront à faible isolement : 15 V par exemple, afin de pouvoir utiliser des modèles miniatures ; seul le condensateur de 1 000 µF, 25 V sera plus gros.

Le BFO

Une troisième carte de dimensions : 200 × 30 mm, comporte deux fonctions : *a*) le circuit d'antifading et *b*) le « B.F.O. ».

Le circuit d'antifading, encore appelé « contrôle automatique de gain ou CAG », utilise deux transistors et une diode ; un premier transistor SFT115, reçoit un prélèvement du signal issu de la chaîne FI par une capacité de 470 pF, sur son émetteur ; ce transistor, monté avec la base à la masse (en alternatif) a pour charge de collecteur un primaire d'enroulement de transfo moyenne fréquence, accordé sur la FI.

Une capacité de 40 pF transmet ce signal amplifié à un secondaire de transfo FI, lui aussi accordé sur la même fréquence, et une diode 19 P1, détecte la composante BF, mais en raison des constantes de temps très lentes de ce circuit de détection, ce n'est pas la BF de modulation qui est en fin de compte disponible, mais les variations lentes du niveau HF de la porteuse reçue ; ainsi, le signal de commande d'antifading, transmis au deuxième transistor (2N696) amplifié par ce dernier et transmis aux différents étages HF, ne sera pas fonction de la BF normalement détectée, mais sera l'image des variations lentes du niveau de l'émission reçue et lorsque la station écoutée s'évanouira progressivement, le gain des étages HF augmentera en proportion et tendra à rétablir un niveau d'écoute constant ; ce circuit d'antifading est efficace, mais son effet n'est pas illimité, notamment dans le cas de stations très faibles, il y aura une augmentation du bruit de fond, et par contre dans le cas de stations fortes, l'antifading agissant, les étages HF amplifiant moins, l'écoute sera très agréable et le bruit de fond pratiquement inexistant.

Le schéma de ce circuit de « C.A.G. » (cf. fig. IV-6) ainsi que celui du BFO ne présentent guère de difficultés ; le BFO n'est autre qu'un oscillateur à transistor (OC74) accordé sur la fréquence intermédiaire (FI) et que l'on met en fonctionnement lors de l'écoute de télégraphie non modulée : le battement entre la FI et l'oscillation du BFO donne une note musicale « image du signal télégraphique » qui rend l'écoute plus facile ; pour faire varier la tonalité de cette note, il convient de décaler légèrement la fréquence d'oscillation du BFO et ceci au moyen d'une petite capacité ajustable (ou variable) de 25 pF montée sur le panneau avant du récepteur.

L'injection de cette oscillation est obtenue par une capacité de 2 à 3 pF qui envoie le signal au premier étage FI.

Un interrupteur M/A permet de mettre en fonction ou d'arrêter le BFO.

Sur cette carte de 30 mm de largeur, il y a lieu de placer les différents composants avec soin, car en ce qui concerne le « CAG » ils sont assez nombreux ! La disposition indiquée n'est pas exhaustive et en fonction des composants disponibles, il sera facile de modifier peu ou prou l'allure de cette carte ; néanmoins, il est vivement conseillé

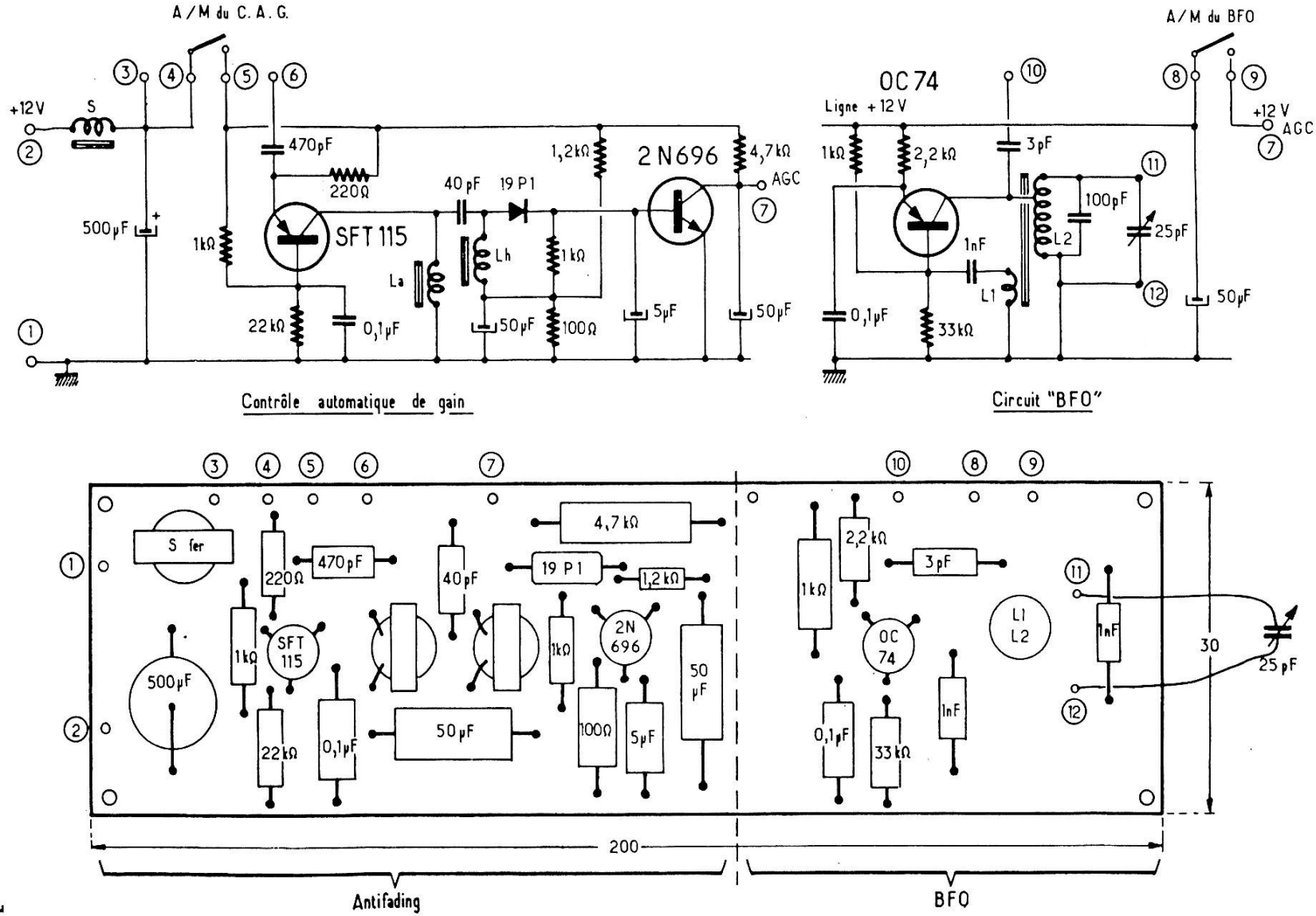

A/M du C.A.G.
+12V
S
470pF
220Ω
500µF
1kΩ
SFT 115
40pF
19 P1
1,2kΩ
2N696
4,7kΩ
AGC
La
Lh
1kΩ
22kΩ
0,1µF
50µF
100Ω
5µF
50µF
Contrôle automatique de gain
A/M du BFO
OC74
Ligne +12V
1kΩ
2,2kΩ
3pF
100pF
25pF
1nF
L1
L2
0,1µF
33kΩ
50µF
+12V
AGC
Circuit "BFO"
S fer
500µF
220Ω
470pF
1kΩ
SFT 115
22kΩ
0,1µF
40pF
50µF
4,7kΩ
19 P1
1,2kΩ
1kΩ
2N 696
100Ω
5µF
50 µF
1kΩ
2,2kΩ
3pF
OC 74
L1
L2
0,1µF
33kΩ
1nF
1nF
25pF
30
200
Antifading
BFO

FIG. IV-6

d'employer là encore des résistances de 1/8 de watt pour le transistor SFT115 et le circuit de base du 2N696 et de même pour tout le BFO, car les intensités sont très faibles. En ce qui concerne les capacités de 0,1 µF, il est conseillé de prendre du mylar ou de la céramique.

Le bobinage du BFO est constitué par un primaire de transfo moyenne fréquence, dont nous n'avons conservé qu'un enroulement et sur lequel nous avons bobiné quelques spires pour réaliser l'enroulement d'entretien d'oscillation.

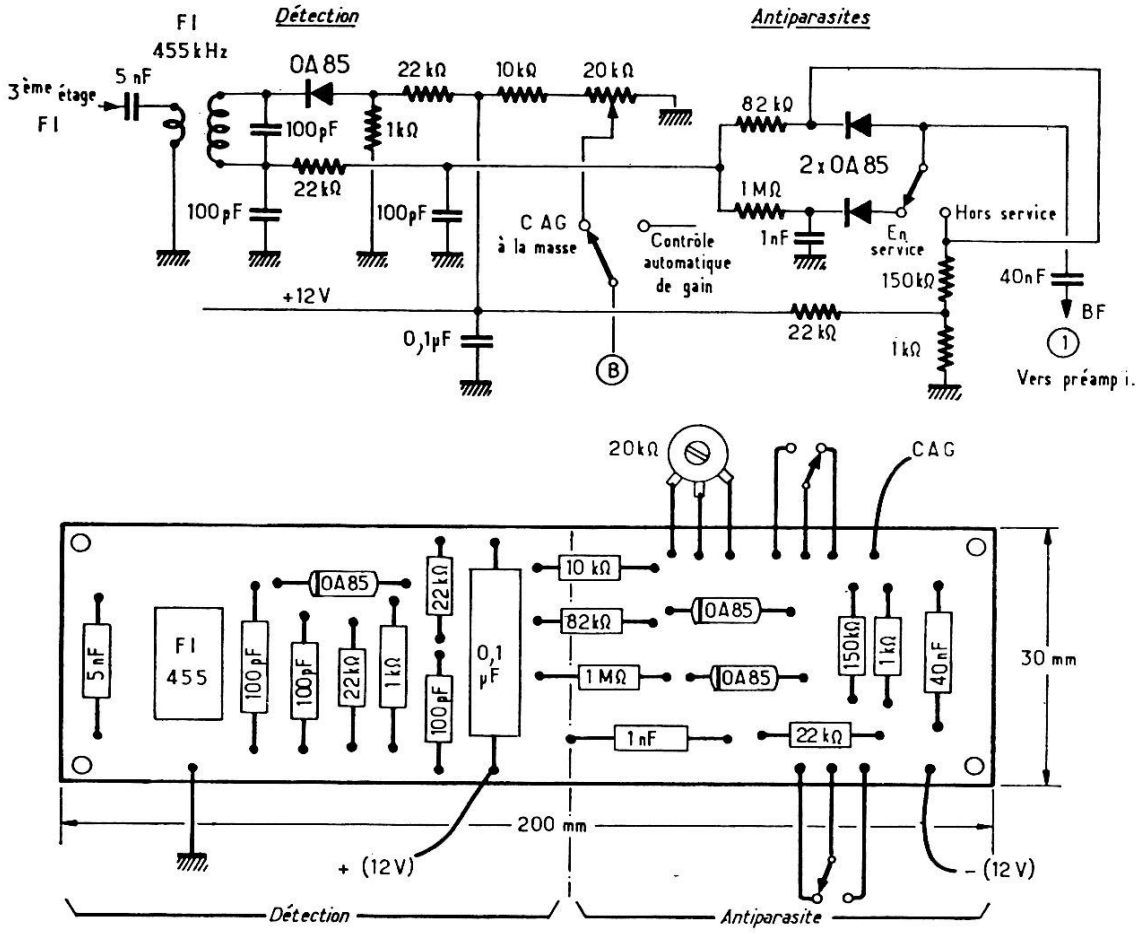


FIG. IV-7

Nous verrons plus loin les cartes suivantes :

a) Détection et anti-parasite.
b) Les trois étages « FI ».
c) L'étage mélangeur.
d) L'oscillateur.
e) La carte HF,

et comment réaliser le changement de gamme.

Les circuits de détection et d'anti-parasite sont relativement simples ; la détection est composée d'une diode OA85 ou similaire qui détecte le signal issu du dernier transformateur à fréquence intermédiaire accordé sur 455 kHz ; la détection et l'antiparasite sont étroitement mêlés et c'est la raison pour laquelle nous les avons groupés tous deux sur la même carte. Celle-ci est reliée à un inverseur qui permet de mettre en service ou hors service le contrôle automatique de gain (CAG), à un second inverseur qui alimente ou supprime le dispositif antiparasites et le signal BF détecté et « antiparasité » est envoyé à l'entrée du préamplificateur BF (borne 1). Une résistance variable montée en potentiomètre de 20 000 Ω linéaire permet de doser le niveau de réception en l'absence de CAG, c'est-à-dire lorsque ce dernier est mis à la masse. Le schéma de cette carte et l'emplacement des différents composants (cf. fig. IV-7) montre la simplicité de ce circuit, qui n'est autre qu'un limiteur à diodes associé à une détection classique.

La platine FI

La platine FI (c'est-à-dire « fréquence intermédiaire » à 455 kHz) groupe sur la même carte les trois étages moyenne fréquence comprenant les trois étages amplificateurs à transistors OC170, chargés par des transformateurs FI à 455 kHz du commerce. La base du second étage (cf. fig. IV-8) est reliée à la ligne d'alimentation du

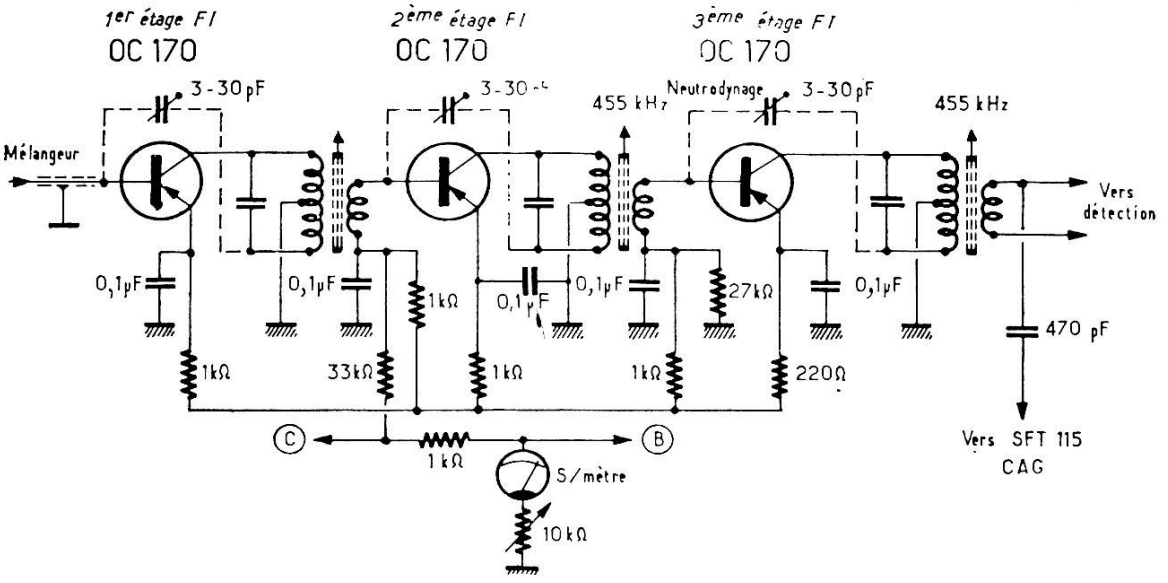


FIG. IV-8

contrôle automatique de gain et au circuit de S/mètre dont le retour à la masse s'effectue par une résistance variable de — 5 kΩ et que l'on ajustera en fonction de la sensibilité du galvanomètre utilisé ; à noter

qu'il est bon d'employer un microampèremetre de 100 µA de déviation totale. Le signal incident n'est que celui que délivre l'étage mélangeur et son arrivée se fait par un câble coaxial pour éviter les éventuelles interférences. Là encore tous les composants : transfo FI, transistors, résistances et capacités tiennent largement sur une carte de 30 mm de largeur et de 200 mm de long.

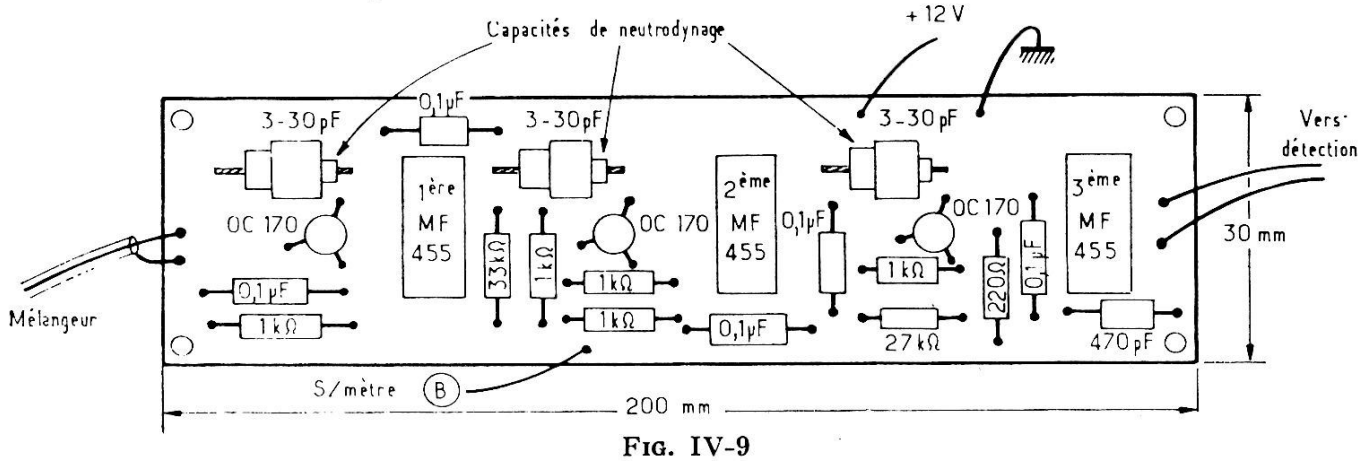


FIG. IV-9

Cette disposition (cf. fig. IV-9) et le schéma associé montrent la possibilité de neutrodyner les trois étages FI au moyen de petites capacités ajustables de 3/30 pF (type cloche ou autre) afin de compenser les pertes HF dues aux capacités parasites des étages.

Le mélangeur (fig. IV-10)

Le mélangeur utilise un transistor OC171 dont la base reçoit le signal HF amplifié par les étages précédents ; l'émetteur est polarisé

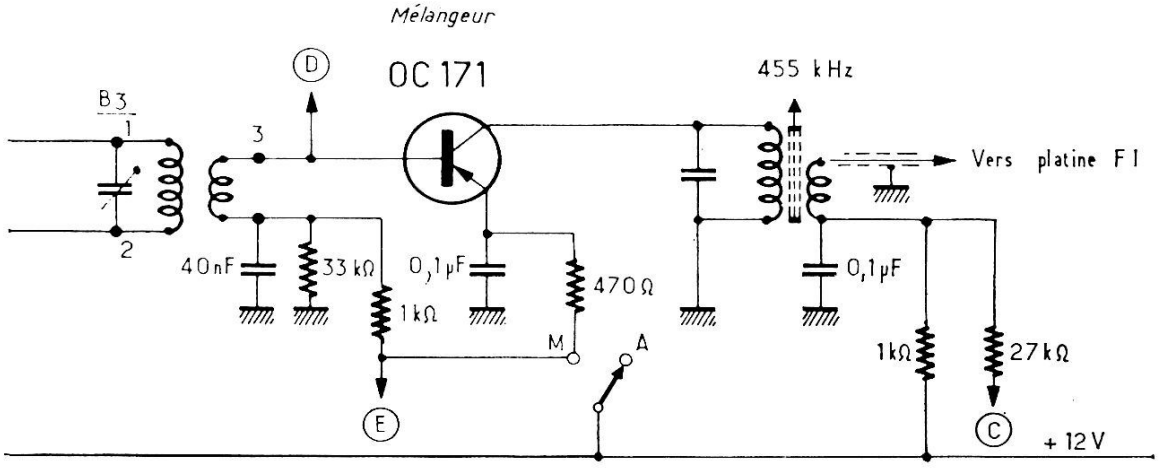


FIG. IV-10

par une résistance de 470 Ω et découplé par une capacité de 0,1 µF et le collecteur chargé par le primaire d'un transformateur à 455 kHz couplé à la base du transistor du premier étage FI.

Le point (C) correspond à la ligne de contrôle automatique de gain ; un interrupteur permet de couper l'alimentation des étages HF et notamment pour un trafic rapide d'émission-réception.

Rien d'autre n'est à signaler sur cet étage mélangeur.

Les étages préamplificateurs HF

Les deux étages préamplificateurs HF utilisent des OC171 ; leur base et leur collecteur sont chargés par des circuits accordés sur la fréquence de travail et le CAG contrôle la tension de polarisation des deux bases, donc joue sur le gain réel de ces deux étages : lorsque le fading apparaît, le gain de l'ensemble tend à croître pour compenser l'affaiblissement de l'émission reçue : d'où l'appellation de contrôle automatique de gain. Il est des cas pour lesquels il est intéressant de supprimer cet effet de compensation : réception d'émissions en BLU (bande latérale unique par exemple) et c'est la raison pour laquelle il a été prévu un interrupteur qui supprime l'effet de CAG.

L'oscillateur local (fig. IV-11)

Une résistance ajustable de 25 kΩ dose l'effet de cette compensation. L'oscillateur local (OC170) délivre un signal dont la fréquence est égale à celle du signal reçu moins la valeur de 455 kHz afin que dans tous les cas la fréquence de battement soit bien de 455 kHz qui est celle des circuits FI. C'est là le principe des récepteurs super-hétérodynes, et ce principe est bien connu.

L'injection du signal d'oscillation locale se fait sur la base du mélangeur au point (D), par l'intermédiaire d'une petite capacité de 4,7 pF.

Une résistance ajustable de 5 kΩ dose la stabilité de l'oscillateur local et évite à ce dernier les risques de décrochage.

Nous avons appelé B_1, B_2, B_3 et B_0 les blocs d'accord des étages amplificateurs HF, du mélangeur et de l'oscillateur local.

Réalisation

Cette platine HF, qui est un peu l'âme du récepteur, doit recevoir les soins les plus attentifs quant à sa réalisation ; pour ce faire, un commutateur de gammes à quatre galettes et à quatre positions, ce qui donne pour chaque galette trois ou quatre jeux de commutations

suivant le type de commutateur utilisé, groupe autour de chaque galette (un par étage) les quatre bobines correspondant aux quatre gammes choisies : 80-40-20 et 10 mètres, ce qui nous donne 3,5 MHz, 7 MHz, 14 MHz et 28 MHz.

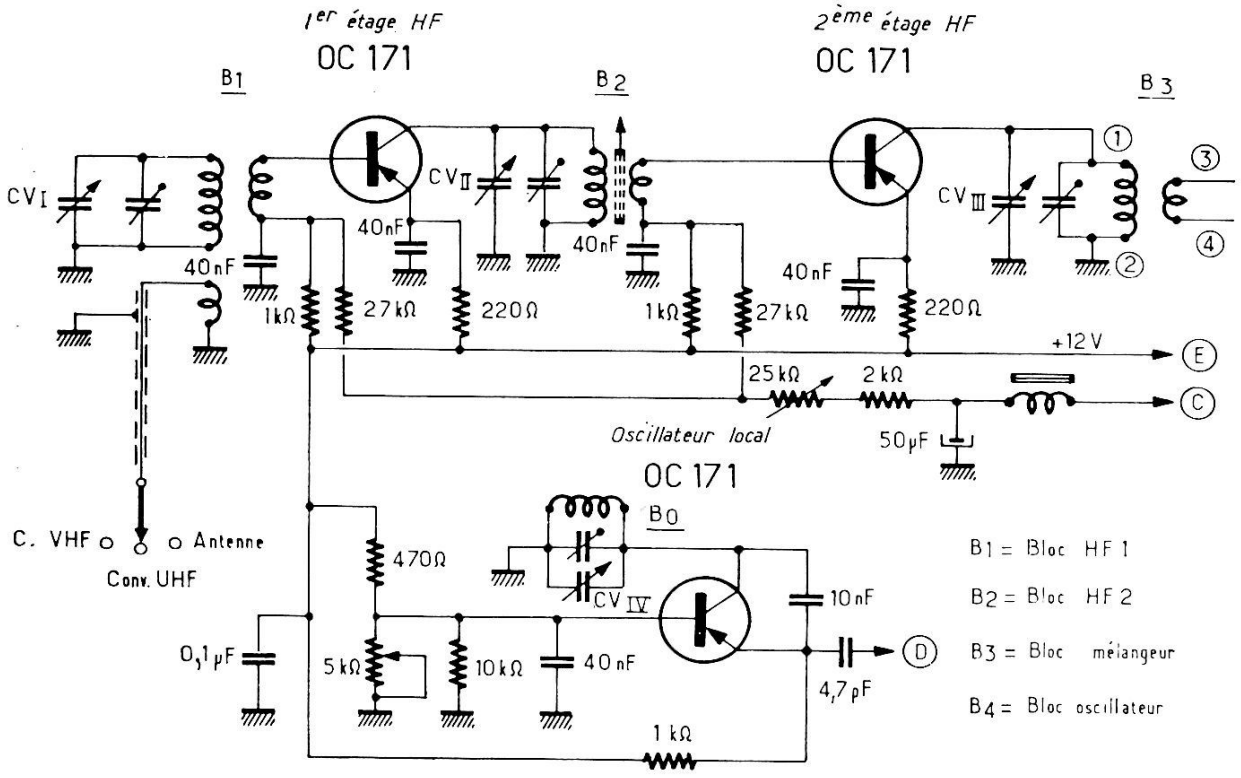


FIG. IV-11

Une série de blindages isole chaque étage par rapport aux autres et l'axe du commutateur traverse successivement ces trois blindages.

Il y a intérêt à grouper le plus près possible de chaque galette les différentes bobines pour réduire autant que faire se peut la longueur des connexions HF. Il sera préférable de monter tout près les bobines 28 MHz et plus loin celles du 3,5 MHz car les capacités parasites sont plus néfastes sur 10 mètres que sur 80 mètres.

Pratiquement il suffit de commuter deux ou trois points seulement pour une bobine, puisque les extrémités reliées à la masse peuvent le rester en permanence ; un croquis montre les commutations nécessaires ; un commutateur à quatre galettes doit suffire pour commuter les bobinages des quatre étages au grand complet.

Enfin il y a le condensateur variable à quatre cages ; son isolement devra être de bonne qualité pour éviter les pertes HF et un autre croquis indique la disposition la plus conseillée.

Cependant, quelle que soit la réalisation adoptée, il est impératif de respecter les points suivants :

— connexions HF les plus courtes possibles ;
— blindages efficaces entre les étages ;
— bonne qualité des mandrins utilisés, des CV ou ajustables ;
— commutateur en stéatite ou isolant HF de bonne *qualité ;*
— prises de masse soignées.

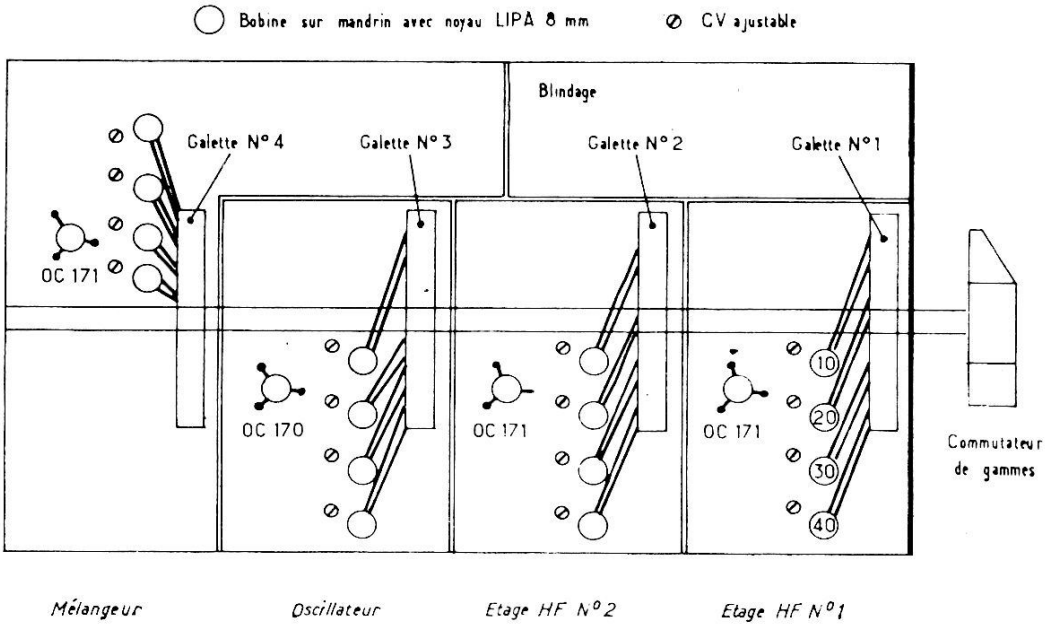


FIG. IV-12

Une petite self à fer (modèle miniature) est montée en série avec la ligne de CAG et a pour but, en liaison avec la capacité de 50 µF de donner une certaine constante de temps au CAG afin que les variations d'amplitude de la BF (variations très rapides) ne soient pas considérées comme des effets du fading ; seul un affaiblissement réel et progressif doit être compensé par une augmentation du gain des étages HF.

Le signal incident, injecté sur le bloc B_1 (entrée du premier étage) arrive soit de la prise antenne (réception des gammes OC) soit des convertisseurs VHF ou UHF (bande 72 et 144 MHz) et (bande 435 MHz) qui feront l'objet de prochains articles.

Réalisation des bobinages

Revenons sur la construction de la platine HF ; il y a en fait quatre jeux de bobinages à réaliser et comme il y a quatre gammes

différentes, cela fait 16 bobinages à faire. Pour cela utiliser des mandrins Lipa de 8 mm de diamètre avec noyau plongeur ; bobiner les spires suivant le tableau ci-après :

— 80 mètres : 30 spires, fil 6/10 mm jointives, couplage : 10 spires ;

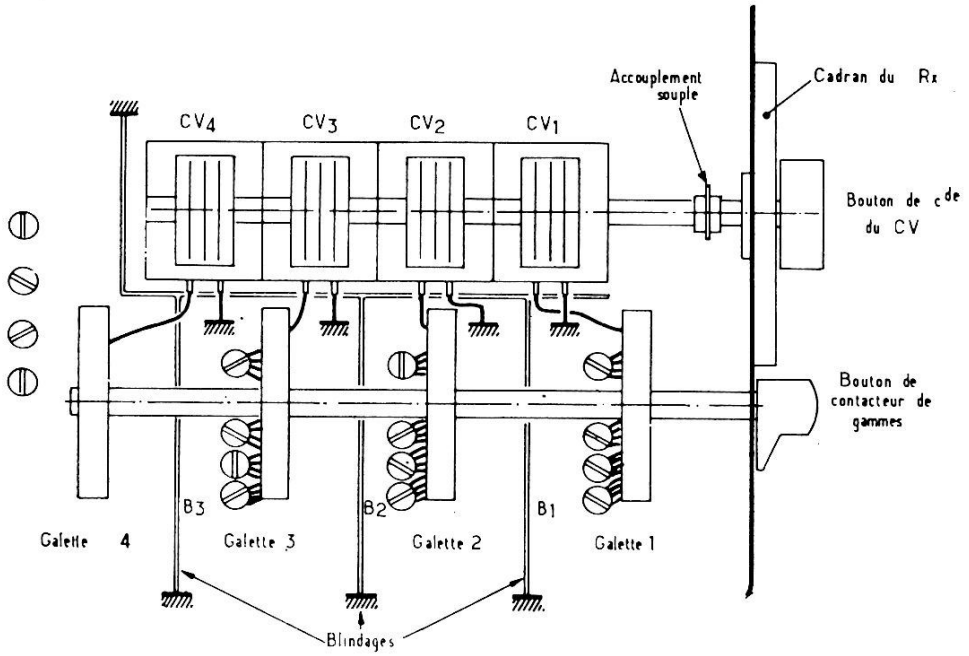


FIG. IV-13

— 40 mètres : 20 spires, fil 6/10 mm jointives, couplage : 6 spires ;

— 20 mètres : 15 spires, fil 8/10 mm jointives, couplage : 5 spires ;

— 10 mètres : 10 spires, fil 8/10 mm jointives, couplage : 4 spires, avec un petit condensateur ajustable en parallèle (3/30 pF).

Réglage du récepteur

Une fois les CO ainsi constitués, les monter mécaniquement sur la platine HF et les raccorder aux galettes du commutateur et au CV à quatre cages ; cela fait, placer le CV à mi-valeur, ce qui doit correspondre au milieu de gamme amateur ; se placer sur la première gamme 80 mètres, par exemple, et au moyen d'un grid-dip couplé au CO du premier étage, jouer sur le condensateur ajustable pour obtenir l'accord sur 3,6 MHz, puis cela obtenu, faire la même chose avec le CO du deuxième étage, puis cela obtenu, faire la même chose avec celui de l'oscillateur sur 3,5 MHz-455 kHz, soit 3,045 MHz ; recom-

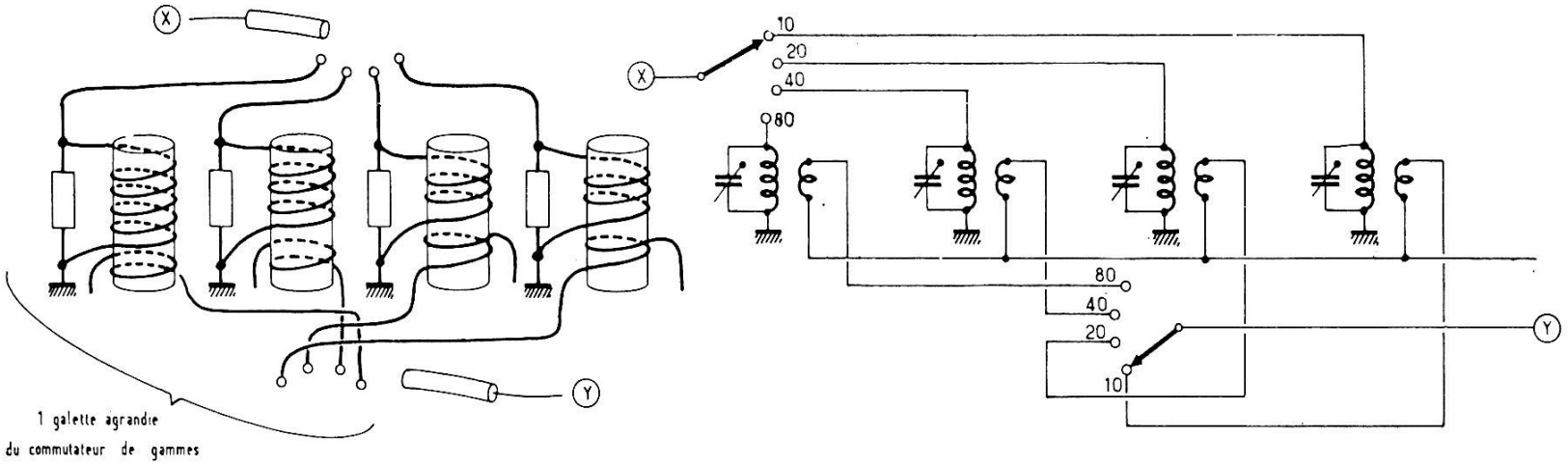

X
Y
1 galette agrandie
du commutateur de gammes
10
20
40
80
80
40
20
10
X
Y

FIG. IV-14

mencer avec la seconde gamme 40 mètres, puis avec le 14 MHz et enfin avec le 28 MHz, mais toujours sans toucher au CV (cadran du Rx au milieu) ; lorsque ces réglages assez longs seront faits et le récepteur étant sous tension, il faudra retoucher très légèrement à ces réglages pour obtenir la réception la plus forte possible en écoutant une station amateur, l'antenne étant branchée ; lorsque les quatre gammes seront ainsi réglées il n'y aura plus à y retoucher et les ajustables seront bloqués en position avec un point de vernis HF, ainsi que les noyaux des mandrins Lipa.

On procédera ensuite au réglage du neutrodynage des étages FI en jouant sur les 3/30 pF de cette carte jusqu'à obtenir la meilleure réception sur *des stations faibles* et un point de vernis bloquera à son tour la position de ces ajustables.

Enfin, le réglage des résistances ajustables pour l'antifading et l'antiparasite complétera la mise au point de ce récepteur de trafic.

Le CV à quatre cages sera commandé par un accouplement souple du type « flector » et le montage du CV sera réalisé par des fixations sur caoutchouc, pour éviter que les vibrations mécaniques ne fassent dériver le récepteur.

Cette réalisation demande du soin, mais les résultats des plus encourageants en font le prix.

La description de ce récepteur de trafic Ondes Courtes nous a apporté un certain nombre de remarques concernant :

a) Le type des semi-conducteurs utilisés qui semblent quelque peu périmés, et

b) Le montage de l'ampli BF qui lui aussi aurait pu être rajeuni.

Nous voulons donner ici l'explication et signaler qu'*a priori* nous sommes d'accord avec ces critiques.

Nous n'avons pas voulu décrire un récepteur d'avant-garde, mais décrire un montage qui a fait ses preuves pour des non-initiés et pleinement satisfaisant sur le plan des performances ; en ce qui concerne les transistors certes ils ont fait leurs preuves depuis près d'une dizaine d'années, mais de nombreux amateurs en ont dans leurs fonds de tiroirs alors qu'ils ont un certain mal à se procurer les transistors « dernier cri » proposés par les différents fabricants de semi-conducteurs.

Nous donnons ci-dessous des transistors de remplacement beaucoup plus modernes, à gain plus élevé, mais qui demandent à être très correctement ajustés, pour éviter tout accrochage.

Afin d'éviter toute ambiguïté, nous allons conserver les mêmes polarités, c'est-à-dire que les transistors PNP seront remplacés par des PNP et les NPN par des NPN, donc point n'est besoin de modifier les polarités de l'alimentation.

Le transistor 2N2219 est moderne, il est conservé.

Le transistor OC71 est remplacé par un 2N1924 ou 2N1925.

Le transistor OC72 est remplacé par un 2N2905.

Le transistor SF115 est remplacé par un 2N1924.

Le transistor 2N696 est conservé.

Le transistor OC74 est remplacé par un 2N1413.

Le transistor OC170 est remplacé par un 2N2906.

Le transistor OC171 est remplacé par un 2N2906 ou mieux 2N2894.

Les diodes OA85 sont remplacées par des diodes 1N914.

Les diodes OA210 sont remplacées par des diodes 1N4001.

Les diodes BZY89 sont remplacées par des diodes BZY88.

Il serait également possible de modifier l'étage de sortie BF en réalisant un étage push-pull série, sans transformateur, avec sortie par capacité et pour éviter l'étage driver, utiliser un montage à symétrie complémentaire.

En ce qui concerne enfin l'alimentation, il serait possible d'utiliser un pont redresseur BY164 (de RTC) ou un pont à quatre diodes 1N4001 de Texas Instruments.

Encore une fois, rappelons que le but de cette description a été de permettre à bon nombre de radio-amateurs d'utiliser les composants disponibles dans leurs stocks, sans être obligés de faire appel en totalité aux distributeurs de composants.

Nous allons voir maintenant la description d'une chaîne de réception HF et VHF, dernier cri de l'électronique alliant les circuits intégrés aux schémas les plus à l'ordre du jour.

UN RECEPTEUR OC ET VHF EN CIRCUITS INTEGRES

Il est apparu que la publication de la réalisation d'un récepteur de trafic utilisant non plus des transistors, mais des circuits intégrés, serait la bienvenue.

C'est la raison pour laquelle nous avons entrepris ce travail et nous vous livrons aujourd'hui le résultat de ce dernier.

Caractéristiques

A la base de ce récepteur « intégré », il y a une réalisation britannique de la firme Plessey qui a élaboré un récepteur OC complet en circuits intégrés, destiné à l'armée et de dimensions très réduites : il tient entièrement sur une carte de 8 cm et 15 cm et les composants n'y sont guère tassés. Tout y est, mis à part l'alimentation et le haut-parleur, mais le fonctionnement se fait en BLU (bande latérale unique) et sur une fréquence pré-réglée dans la gamme des 2 MHz (bande Marine). Partant de cette réalisation intéressante, nous avons voulu obtenir un récepteur de trafic disposant des possibilités suivantes :

— écoute de toute la gamme 28 MHz (bande amateur 10 mètres) ;

— écoute de toute la gamme 27 MHz (bande radio-téléphone et walky-talky) ;

— écoute de toute la gamme VHF 144 à 146 MHz ;

— grande stabilité en fréquence ;

— grande sensibilité (meilleure que 0,5 μV pour un rapport signal/bruit de fond de 10 dB ;

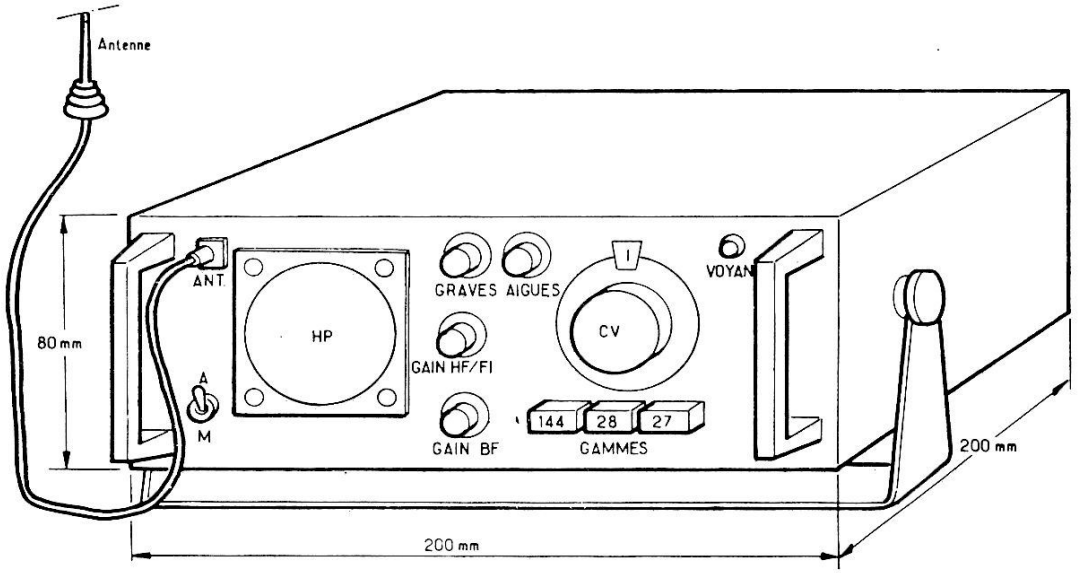


FIG. IV-15

— gain HF et FI variable ;

— gain BF variable ;

— correcteur de tonalité graves-aiguës par deux commandes séparées ;

— compresseur BF ;

— autonomie complète ;

— puissance BF importante (supérieure à 1,5 watt BF) ;

— encombrement réduit ;

— facilité de transport pour fonctionnement en portatif avec antenne fouet (télescopique) ;

— association facile avec un émetteur transistorisé pour constituer une station VHF (ou OC) portative, fixe ou mobile.

Présentation

Pour concilier ces divers impératifs, nous avons adopté la présentation (cf. fig. IV-15) qui offre sur la face avant :

— un interrupteur marche-arrêt (interrupteur miniature) ;

— le haut-parleur avec son cache (HP de 50 Ω miniature) ;

— le potentiomètre « graves » ;

— le potentiomètre « aiguës » ;

— la commande de gain HI-FI ;

— la commande de gain BF ;

— le commutateur de gammes à trois touches : 144-28-27 MHz ;

— la commande du CV de balayage de gamme ;

— un voyant de mise sous tension (modèle miniature) ;

...et deux poignées qui finissent bien la présentation... et qui sont bien pratiques ! Enfin la prise d'antenne qui est une prise coaxiale miniature et professionnelle à faibles pertes en VHF.

Sur le côté apparaissent les deux grosses vis moletées qui fixent la béquille-trépied, servant également de poignée de transport ou d'attache de bretelle, pour un port en bandoulière.

Les dimensions réduites du coffret (220 × 80 × 200 mm) satisfont la condition d'encombrement restreint imposé au préalable.

A noter qu'il sera possible de disposer à l'arrière du récepteur une prise jack pour l'utilisation d'un HP de taille plus importante, car les 1,5 à 2 watts disponibles en BF ne se satisfont pas d'un HP miniature (disposé sur la façade avant) si l'on pousse la BF au maximum ; cependant, sur des stations amateurs, l'emploi de ce HP incorporé est très largement suffisant et l'écoute excellente, tant en portatif qu'en mobile ou en station fixe.

Etude du schéma

Avant de définir l'implantation des différentes fonctions intégrées à l'intérieur du coffret, voyons le schéma diagramme de tout le récepteur (cf. fig. IV-16) ; cinq circuits intégrés sont utilisés dans les fonctions suivantes :

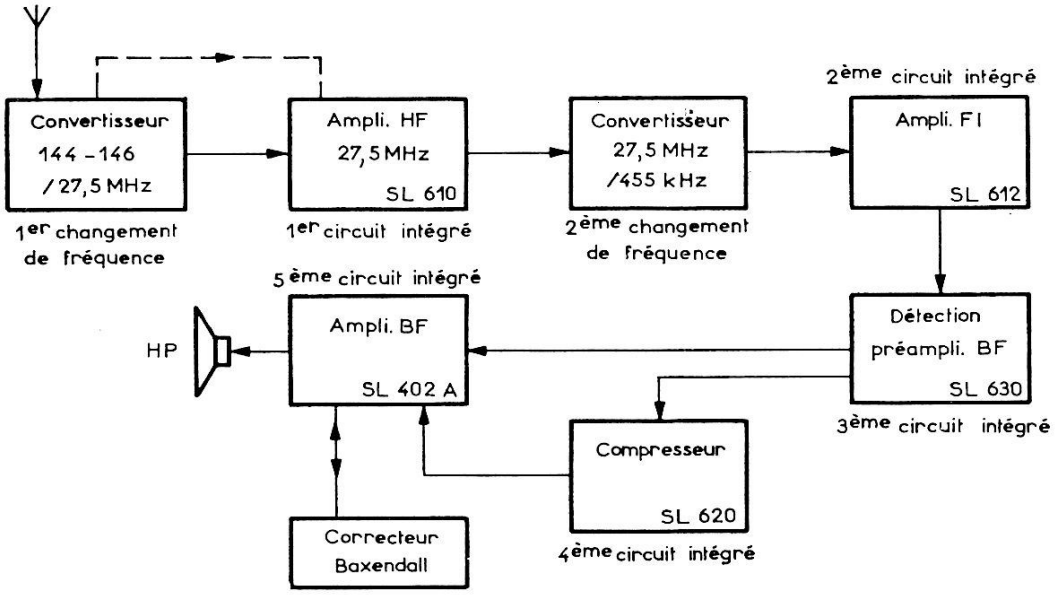


FIG. IV-16

— Amplificateur HF (sur 27 à 28 MHz), circuit intégré SL610 ;
— Amplificateur FI (455 kHz), circuit intégré SL612 ;
— Détection et préampli BF, circuit intégré SL630 ;
— Compresseur BF, circuit intégré SL620.
— Amplificateur de puissance BF, circuit intégré SL402A.

A noter que ces cinq circuits sont fabriqués en Grande-Bretagne par Plessey et que leur vente en France est assurée par Plessey France ; le prix très modique de ces composants permet de réduire le coût de ce récepteur au maximum et la disponibilité de ces produits en France est d'ores et déjà excellente.

Il est cependant deux fonctions qui n'ont pu être obtenues par une intégration complète : il s'agit du convertisseur VHF-HF et du second changement de fréquence HI-FI à fréquence variable (pour pouvoir balayer les différentes gammes) ; ces deux changements de fréquence ont été réalisés avec des composants discrets, à savoir transistors, résistances, selfs et capacités.

Enfin le correcteur de tonalité est du type Baxandall, très classique, et ne nécessite que deux potentiomètres, des résistances et quelques capacités, le tout en modèles miniatures.

En raison de la nouveauté, pour un certain nombre de lecteurs, de ce genre de réalisation, et pour en faciliter leur tâche, nous allons étudier toute la chaîne de réception dans le sens où l'on doit réaliser l'appareil, c'est-à-dire en partant du haut-parleur et en remontant jusqu'à l'antenne ; de la sorte, il sera possible de monter un étage, de l'essayer, puis, lorsqu'il marchera correctement, de monter le deuxième étage puis de l'essayer et avec le premier et ainsi de suite jusqu'à ce que tout le récepteur fonctionne intégralement, car s'il y a un défaut quelconque il sera possible d'incriminer immédiatement l'étage défectueux et le remède en sera simplifié.

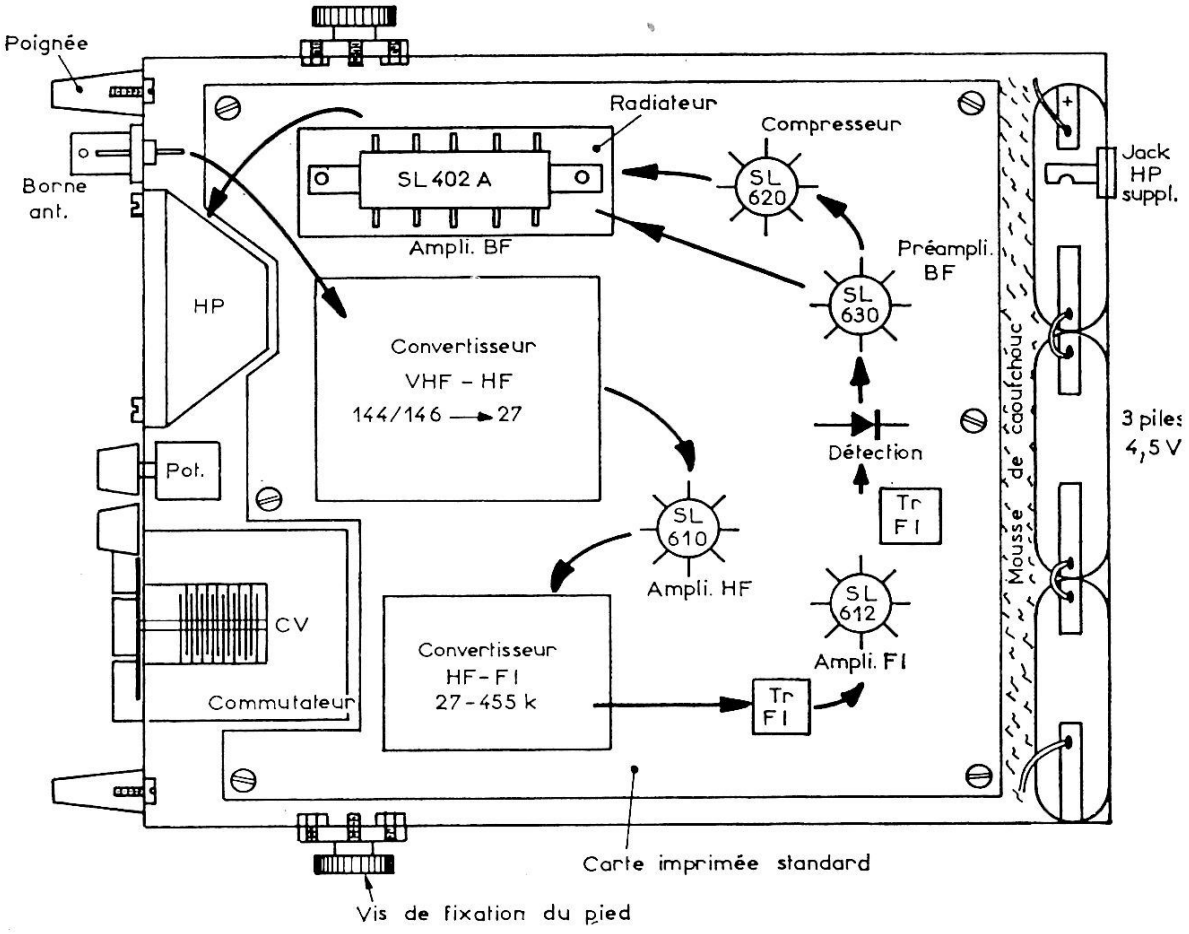


FIG. IV-17

L'implantation des différents étages à l'intérieur du coffret (cf. fig. IV-17) montre le cheminement du signal arrivant sur l'antenne (suivre les flèches) allant au premier convertisseur VHF-HF, puis à l'ampli intégré HF, puis au deuxième convertisseur HF-FI,

puis à l'ampli FI, puis à la détection, au préampli BF, au circuit compresseur et à l'ampli BF et enfin atteignant le HP. Le logement des piles, à l'arrière du coffret, comporte trois piles de 4,5 V montées en série et délivrant donc 13,5 et entourées de mousse de polyester ou de caoutchouc pour éviter qu'elles ne puissent bouger.

Les deux blocs convertisseurs sont représentés comme deux petits rectangles car ils se présenteront en fait comme deux « boîtes » blindées posées sur le circuit imprimé standard qui servira de support à tous les composants.

A ce sujet, nous n'avons dessiné que les circuits intégrés sans leurs résistances et capacités associées pour éviter de surcharger dès le début cette figure, mais étage par étage tous ces divers composants « périphériques » apparaîtront à leur tour ; c'est la raison pour laquelle il semble qu'il y ait beaucoup de place libre de part et d'autre de ces fonctions intégrées ; il n'en est rien et lorsque le récepteur sera achevé, il n'y aura plus du tout de place libre ! Seul le circuit SL402A de sortie BF est monté sur un petit radiateur de dimensions approximatives 30 × 80 mm réalisé en cuivre (tôle de cuivre de 10/10 mm si possible) et raccordé électriquement à la masse, c'est-à-dire au — 13,5 V.

Commençons donc maintenant l'étude, étage par étage, de ce récepteur, passionnant quant à sa réalisation !

L'amplificateur BF et le correcteur de tonalité

L'amplificateur BF et le correcteur Baxandall (graves-aiguës) (cf. fig. IV-18) montre le circuit SL402A, avec son alimentation en + 13,5 V par rapport à la masse ; certains découplages sont nécessaires et il est possible de faire varier le gain de la partie amplificatrice de tension incorporée à ce circuit en jouant sur une résistance ajustable de 100 kΩ ; c'est à l'essai de cet étage que l'on pourra trouver la valeur optimale de cette dernière. Nous conseillons l'emploi de potentiomètres miniatures de types circuits imprimés, montés directement sur la carte imprimée standard, utilisée comme support ; ces potentiomètres miniatures ont un encombrement approximatif du même ordre que celui d'un transistor en boîtier TO5 ; d'où très peu de place.

La potentiomètre de 2 MΩ, placé à l'entrée de cet étage, dose le gain BF du récepteur : il devra donc être « sorti » sur le panneau avant. Pour le repérage des broches du SL402A, il n'y a pas de problème car les broches sont vues de dessous et le n° 1 comporte un point blanc bien visible.

Comme on peut le voir, les composants périphériques d'un circuit intégré occupent plus de place que le circuit proprement dit.

En ce qui concerne le correcteur graves-aiguës, il y aura tout intérêt à placer les résistances et capacités correspondantes à proximité immédiate des deux potentiomètres de tonalité disposés sur la face avant et ceci pour éviter d'encombrer la carte support.

Le radiateur du SL402A pourra avantageusement être plié en « U », de telle sorte qu'il occupera moins de place en surface et les composants annexes (notamment les grosses capacités de 250 µF) pourront être resserrés autour du circuit.

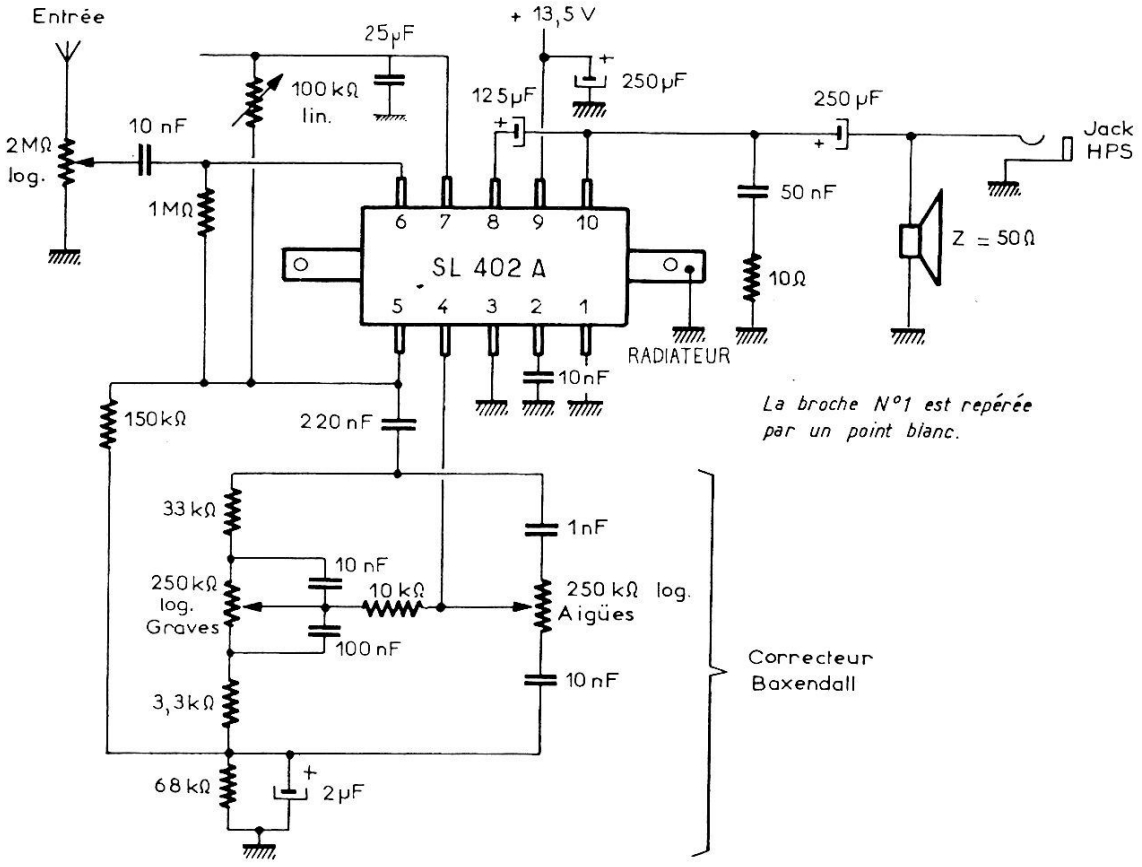


FIG. IV-18

A noter que les caractéristiques et les performances de cet ampli BF sont celles d'un ampli de normes HI-FI car le taux de distorsion (inférieur à 0,3 % à 1 watt), la courbe de réponse en fréquence, et l'effet du correcteur de tonalité ont été mesurés et satisfont, ainsi qu'il avait été prévu par le fabricant, les normes HI-FI, c'est-à-dire : une bande passante linéaire de 20 Hz à 20 kHz à — 3 dB et absolu-

ment linéaire de 60 Hz à 6 kHz à 0 dB ; la commande des graves permet d'obtenir de + 12 jusqu'à — 12 dB à 100 Hz et la commande des aiguës nous donne de + 12 à — 12 dB à 10 kHz, ce qui est largement suffisant (cf. fig. IV-19).

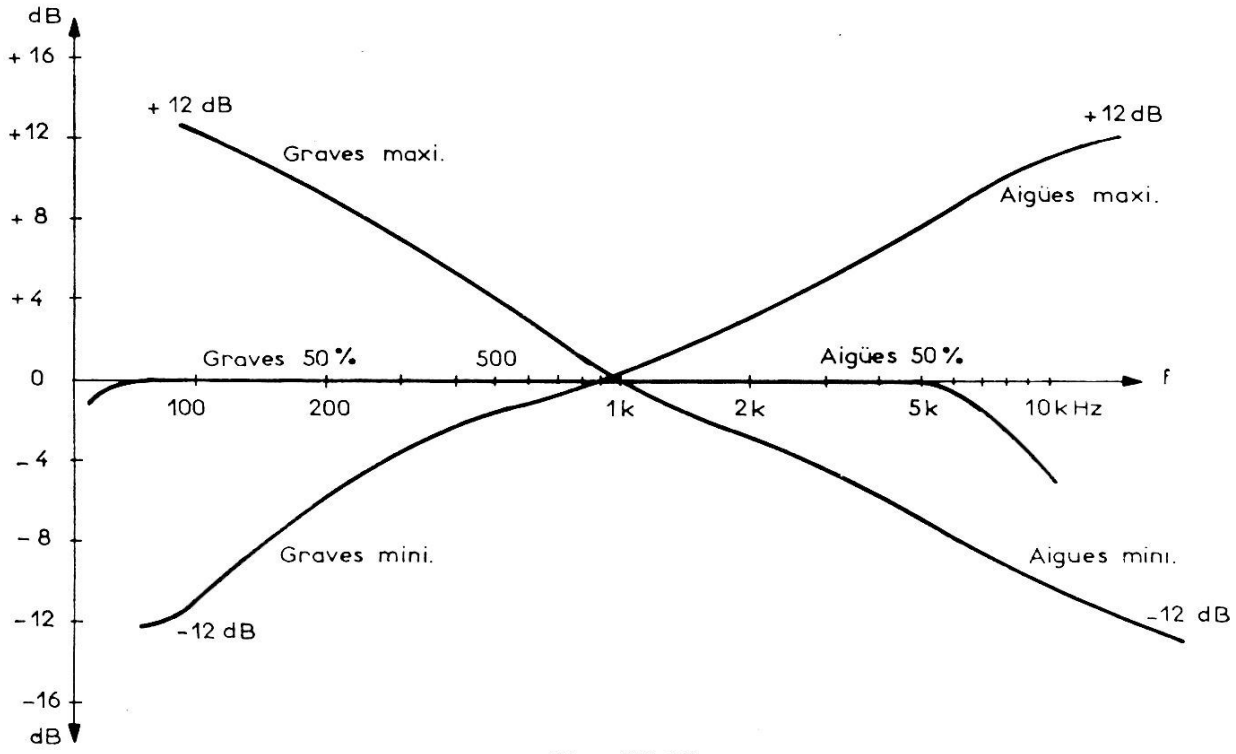


FIG. IV-19

La fréquence de convergence de ces trois courbes très classiques est, comme de coutume, aux environs de 1 kHz, fréquence pour laquelle l'efficacité des correcteurs est pratiquement nulle.

L'étage préamplificateur et compresseur de modulation

L'étage préamplificateur et compresseur de modulation comporte un circuit SL630 et un circuit SL620 qui sont tous les deux en boîtier TO5 ; mais le SL630 comprend 10 pattes, le SL620 n'en a que 8, ainsi que le montrent des deux brochages vus de dessous (c. fig. IV-20), deux remarques tout d'abord : définissons le compresseur de modulation : il s'agit, en quelque sorte, d'un circuit de contrôle automatique de gain BF dont le but est de conserver un niveau BF constant, quelque soit le niveau à la sortie de la détection, et ceci avec une constante de temps qui est à déterminer avec soin, de sorte que la modulation ne soit pas amortie par elle-même (constante de temps trop

faible) et que les affaiblissements (fading) soient correctement compensés. Cette constante de temps est définie par le produit RC (R étant la résistance de 200 Ω placée en sortie du SL630 et C la capacité de 0,5 µF allant à la broche n° 1 du circuit SL620.

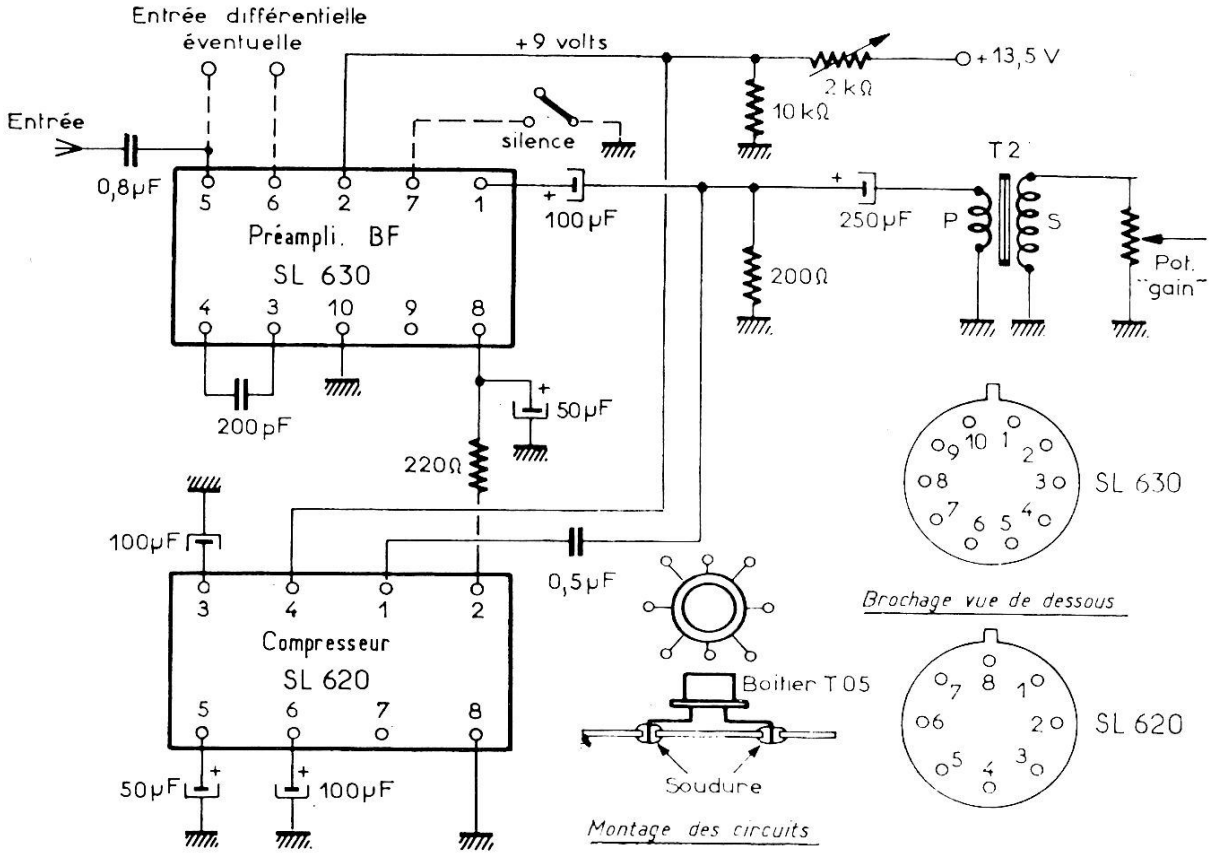


FIG. IV-20

Si la constante de temps devait être modifiée dans un sens ou dans un autre il pourrait être intéressant de modifier quelque peu la valeur de C. R devant rester constante, car elle influe sur l'impédance de sortie. C sera donc compris en pratique entre 0,2 et 1 µF.

Une seconde remarque concerne le circuit de sortie qui est à basse impédance (quelques dizaines d'ohms), alors que l'impédance d'entrée du circuit intégré de l'amplificateur BF de puissance est à haute impédance (environ 2 MΩ) ; et là, deux solutions nous sont offertes : la première consiste à employer un transistor élévateur d'impédances, mais comme il est prévu de miniaturiser au maximum ce récepteur, nous avons préféré employer une seconde solution des plus classiques, à savoir un petit transformateur élévateur d'impédances ;

ce transformateur miniature BF occupe un volume d'environ 1,5 cm^3, ce qui est beaucoup moindre que le volume occupé par un simple transistor avec ses quatre résistances et ses trois capacités de liaison.

Le primaire de ce transfo BF aura une impédance de 10 à 50 Ω et son secondaire une impédance de 100 kΩ ou davantage, mais ces valeurs ne sont qu'approximatives et sont données à titre indicatif. Ces deux circuits intégrés sont alimentés en 9 V, car les essais en 12 V et à plus forte raison à 13,5 V les ont détériorés, ce qui est quelque peu fâcheux pour la bourse ! Pour obtenir ces 9 V nous avons choisi tout simplement un pont diviseur, qui à partir du 13,5 V abaisse cette tension à 9 V ; cette valeur pouvant être ajustée au moyen d'une résistance variable de 2 kΩ, placée dans la partie supérieure du pont diviseur.

Réalisation

L'entrée du signal BF (en fait, c'est la tension issue de la détection) est injectée sur la borne n° 5 par un condensateur de 0,8 µF et la sortie est prélevée sur la borne n° 1 ; la borne 2 reçoit l'alimentation (+ 9 V) ; la borne 3 est reliée à la borne 4 par un condensateur de 200 pF environ qui évite les accrochages HF et cette valeur de condensateur est choisie en fonction de la fréquence de coupure que l'on désire obtenir. Si les aiguës étaient affaiblies, il aurait lieu de ramener cette valeur de 200 pF à 100 pF ou même 50 pF. Sur la borne 7, il est possible d'utiliser un interrupteur de « silence » qui rend inaudible l'ampli BF lorsqu'il est mis à la masse, mais cet interrupteur peut être remplacé par un transistor qui se bloque ou se débloque en fonction d'un signal (signal d'appel par exemple) et l'on a ainsi une fonction de « squelch » chère aux utilisateurs de radio-téléphones.

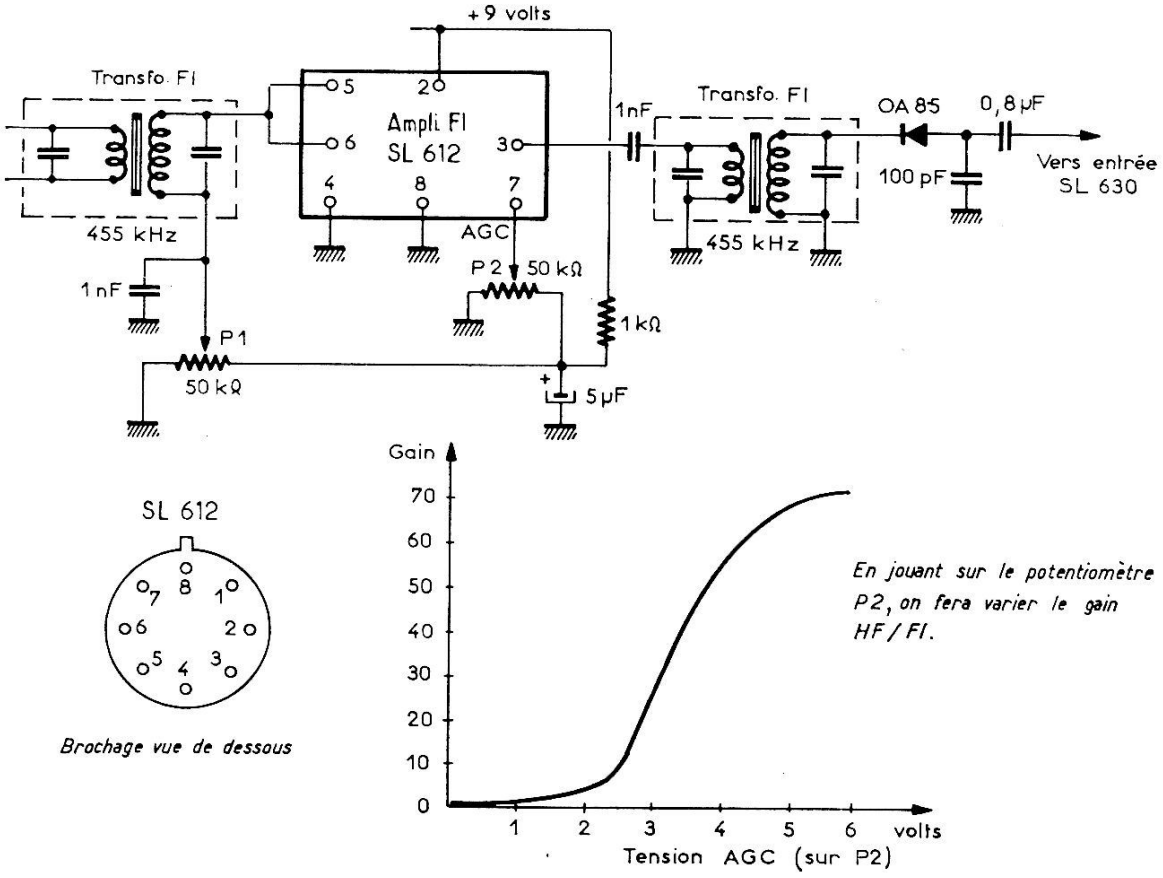
Si l'entrée se fait sur la borne n° 5, il est possible de commander ce pré-ampli par un circuit différentiel en entrant simultanément sur les bornes 5 et 6 ; dans le cas présent la borne 6 n'est pas utilisée, de même que la borne 9.

En ce qui concerne le SL620, compresseur de modulation, son montage est des plus simples, car les bornes 3, 5, 6 sont découplées par rapport à la masse par des condensateurs de fortes valeurs ; la borne 8 est mise directement à la masse et la borne 7 est inutilisée ; l'alimentation se fait sur la 4, l'entrée du signal sur la 1 par un condensateur C de 0,5 µF et la commande du préampli est sortie par la borne 2.

Ces deux circuits integrés en boîtier TO5 occupent fort peu de place et là encore ce sont les divers composants périphériques qui dominent quant à la place. Un conseil encore : pour le montage des

circuits intégrés il y a deux solutions : soit utiliser des supports pour circuits intégrés en TO5 à 8 ou 10 sorties, soit comme nous l'avons fait, monter directement les circuits sur la carte support en écartant les pattes et en les recourbant à 90° pour en faire des broches qui seront soudées dans les trous métallisés de la carte support.

Le seul inconvénient de cette seconde méthode tient au fait que si l'on vient à « claquer » un circuit pour une raison ou pour une autre, il est plus difficile de dessouder dix pattes de circuits intégrés plutôt que d'enlever simplement le circuit de son support sur lequel il n'est pas soudé, mais l'on gagne en encombrement et l'on évite les mauvais contacts dus aux contacts non soudés.



Brochage vue de dessous

FIG. IV-21

En ce qui concerne l'étage amplificateur FI et la détection, le montage est fort simple, jugez-en plutôt : le circuit intégré SL612 est, lui aussi, présenté sous forme d'un boîtier TO5 à 8 sorties (voir brochage vu de dessous sur la figure IV-21) ; la borne 2 reçoit le + 9 V alors que les bornes 4 et 7 sont mises à la masse ; les bornes 5

et 6 sont reliées à l'entrée (transformateur FI accordé sur 455 kHz standard) ; la sortie (borne 3) est envoyée par une capacité de 1 nF au second transfo FI (à 455 kHz) qui alimente à son tour la détection par une diode de type OA85 ou similaire, découplée par une capacité de 100 pF et à partir de là, la tension BF détectée est appliquée à l'entrée du SL630 (préampli BF) par le condensateur de 0,8 µF vue précédemment.

Il y a donc peu de composants annexes, mis à part deux circuits potentiométriques qui appellent quelques commentaires : tout d'abord P_1 (50 kΩ) potentiomètre miniature pour circuit imprimé dont le but est de faire varier la polarisation du préampli incorporé dans le circuit intégré. On jouera donc sur P_1, découplé par un condensateur 1 nF pour obtenir la meilleure réception en sortie et l'on y touchera plus par la suite ; en ce qui concerne P_2 (potentiomètre de 50 kΩ) qui sera monté sur la façade avant du récepteur et qui dosera le gain HF/FI en jouant sur la tension de CAG (contrôle automatique de gain) ; en effet, lorsque la tension appliquée à la borne n° 7 varie entre 0 et 5 V par rapport à la masse, le gain de l'amplificateur SL612 varie entre 0 et 70 dB environ suivant la courbe représentée sur la figure 7. Nous verrons plus loin la suite de la réalisation de ce récepteur de trafic en étudiant les deux changements de fréquences et l'ampli HF intégré et la façon de composer le bloc de bobinages.

Les circuits intégrés utilisés

Il est sans doute utile de signaler la composition des circuits intégrés dans ce récepteur, car :

— le circuit SL402A comporte à lui seul 13 transistors, 2 diodes, 1 diode zener et 18 résistances avec un volume global inférieur à un morceau de sucre.

— le circuit SL630 comporte à lui seul 26 transistors, 24 résistances et 3 condensateurs sous un boîtier en TO5.

— le circuit SL620 comporte à lui seul 20 transistors, 4 diodes, 25 résistances et 1 condensateur, sous un boîtier TO5.

— le circuit SL612 enfin comporte à lui seul 8 transistors, 1 diode, 15 résistances et 2 condensateurs, sous un boîtier TO5, et lorsque l'on aura dit que le circuit intégré par lui-même n'est autre qu'un petit morceau de crystal de silicium épais de 0,1 mm environ et de dimensions 2 mm × 2 mm, ce qui donne une surface de 4 mm carrés et ceci pour une fonction complète, monté à l'intérieur d'un boîtier de la taille d'un transistor normal, afin de pouvoir être raccordé par l'utilisateur et surtout de pouvoir se refroidir, on aura une idée de la

complexité de la microélectronique moderne. Pour le SL630, par exemple, il y a 53 éléments en plus des connexions sur une surface de 4 mm carrés.

Grâce à l'emploi de ces fonctions intégrées, nous avons un ensemble comprenant 67 transistors, 7 diodes, une diode zener, 82 résistances et 6 condensateurs en plus des composants périphériques que nous sommes obligés d'ajouter autour de ces fonctions. S'il avait fallu réaliser en composants discrets un tel ensemble, le volume du récepteur aurait été considérablement accru et la mise au point nous aurait réservé bien des surprises.

Après avoir étudié la composition générale de ce récepteur miniaturisé par l'emploi de circuits intégrés, et vu plus particulièrement les étages amplificateurs BF de puissance, préamplificateur BF et le dispositif compresseur de modulation, la détection et l'amplification FI à 455 kHz, nous allons voir maintenant en détails les deux changements de fréquences (VHF-HF et HF-FI) et l'amplificateur HF avec le bloc de bobinages.

L'étage changeur de fréquence

L'étage changeur de fréquence HF-FI a pour but de transformer un signal reçu soit sur la gamme 27 MHz (bande des radio-téléphones ou des walkies-talkies) soit sur la gamme 28 MHz, qui est la bande amateur dite des dix mètres, en un battement à 455 kHz (valeur de la FI).

Cet étage convertisseur de fréquence est composé d'un circuit d'entrée accordé soit sur 27, soit sur 28 MHz, suivant la bande choisie d'un étage oscillateur local accordé soit sur 27 — 0,455 = 26.545 MHz soit sur 28 — 0,455 = 27,55 MHz, et d'un mélangeur suivi d'un circuit de sortie accordé sur 455 Hz. Ce montage, qui n'est autre que le second changement de fréquence (cf. fig. IV-22) sera réalisé sur une petite carte imprimée standard enfermée à l'intérieur d'un blindage.

Un transistor 2N930 reçoit sur sa base le signal provenant d'un circuit accordé L_1 (primaire : 10 spires de fil 6/10 mm sur un mandrin lipa de diamètre 8 mm ; secondaire : 4 spires de même fil couplées côte froid (côté B). Deux capacités ajustables de 3/30 pF seront montées en parallèle avec le primaire de L_1 mais seule l'une ou l'autre sera branchée suivant la gamme choisie ; au moyen du grid dip, il sera facile d'ajuster la valeur de chaque capacité de telle sorte qu'en enfonçant la touche 27 MHz, L_1 se trouve accordée sur 27 MHz et en enfonçant la touche 28 MHz, L_1 se trouve à nouveau accordée sur cette nouvelle fréquence de 28 MHz.

Une résistance de 22 kΩ découplée par une capacité de 5 nF polarise la base du 2N930. Le collecteur de ce transistor est chargé par le primaire du premier transformateur FI sur 455 kHz, dont le secondaire entre sur le circuit intégré SL612 (amplificateur FI, vu précédemment). Une résistance de 680 Ω découplée par 5 nF augmente la charge de collecteur.

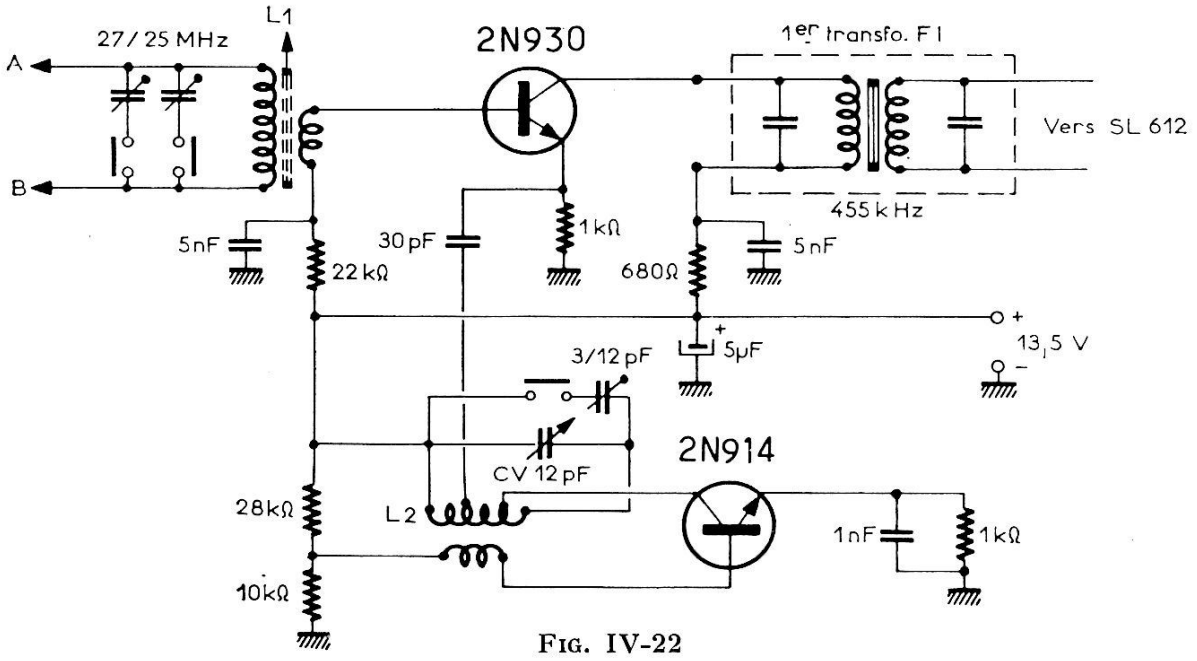


FIG. IV-22

L'alimentation de l'ensemble est prélevée sur le + 13,5 V obtenu, rappelons-le au moyen de trois piles de 4,5 V en série, placées au fond du coffret du récepteur. L'émetteur du 2N930 est polarisé par une résistance de 1 000 Ω mais NON DECOUPLEE, car elle reçoit le signal HF de l'oscillateur local. Une capacité de faible valeur (environ 30 pF) conduit le signal produit par le 2N914 jusqu'à l'émetteur du transistor mélangeur.

Il n'est pas possible d'utiliser un oscillateur à quartz pour ce second changement de fréquence, car si l'on veut pouvoir balayer les gammes, il faut disposer d'un oscillateur à fréquence variable (ou VFO) ; pour ce faire, le transistor 2N914 est monté avec un circuit oscillant dans le collecteur avec un enroulement de couplage (destiné à l'entretien des oscillations) allant vers sa base, elle-même polarisée par un pont diviseur constitué de deux résistances de 28 et de 10 kΩ. Un condensateur variable de faible valeur environ 12 pF et fixé sur la face avant permet de faire varier la fréquence de l'oscillateur local ; pour la gamme 28 MHz, le seul CV sera placé en parallèle avec la self, mais pour la gamme 27 MHz, il faudra placer une seconde capa-

cité en parallèle avec le CV ; cette capacité additionnelle (ajustable de 3 à 12 pF) sera connectée lorsque l'on enfoncera la touche « 27 MHz » et supprimée en enfonçant la touche « 28 MHz ».

La self de l'oscillateur local sera réalisée par 10 spires de fil de 6/10 mm sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm avec noyau plongeur ; l'enroulement d'entretien aura 5 spires de même fil, mais devra être bobiné EN SENS INVERSE afin d'obtenir une mise en phase entre la base et le collecteur.

Pour régler la position du noyau au sein du mandrin, il faudra là encore, faire appel au grid dip, qui justifie bien son acquisition ou sa fabrication.

L'émetteur du transistor 2N914 est polarisé par une résistance de 1 000 Ω découplée par 1 nF.

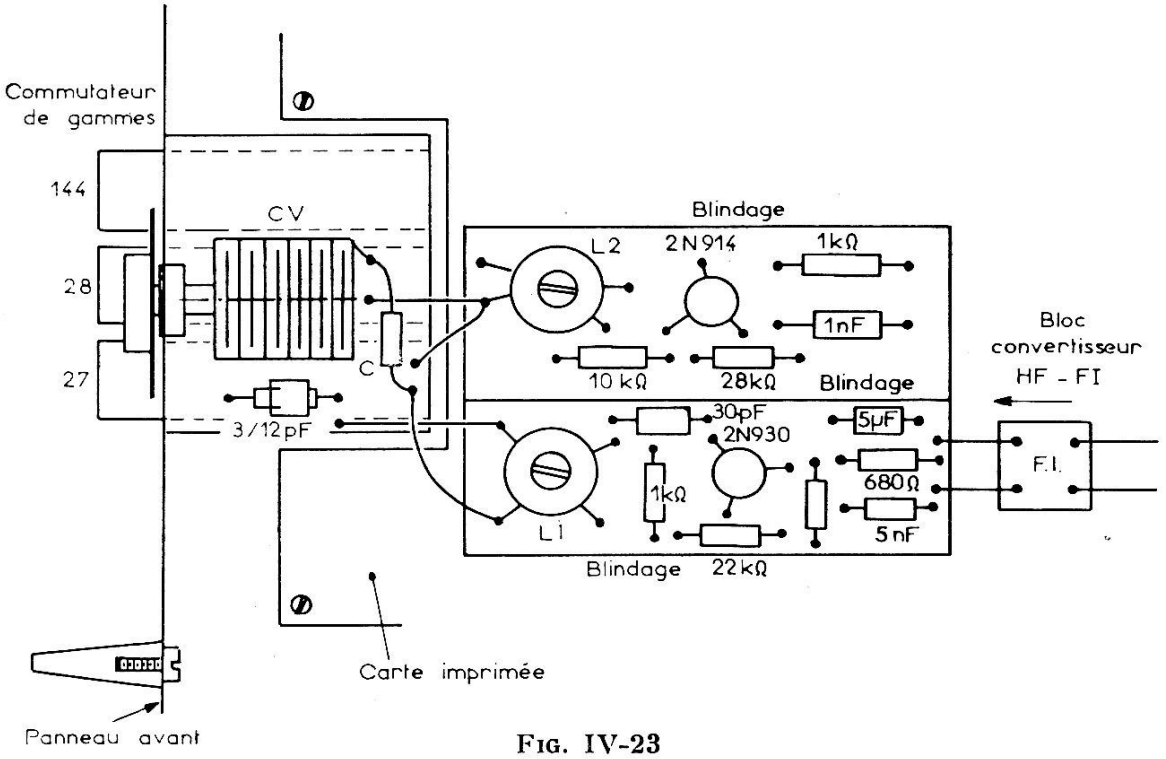


FIG. IV-23

La réalisation pratique de ce bloc changeur de fréquence (cf. fig. IV-23) montre la disposition conseillée des bobinages, des composants et des blindages qui sont absolument indispensables.

Il apparaît que ce bloc occupe une surface d'environ 5 × 7 cm tout compris. Il y a tout intérêt à placer ce bloc très près du CV placé lui-même sur la face avant ; de plus comme il doit y avoir des commutations de capacités d'accord pour le changement des gammes, les capacités ajustables seront placées directement sur le commutateur, situé sous le CV, ainsi que le montre la figure IV-23.

Pour que la sensibilité de ce récepteur soit satisfaisante et conforme à ce que nous avons annoncé, c'est-à-dire d'environ 0,5 µV pour un rapport signal/bruit de fond de 10 dB, il est impératif d'utiliser un étage amplificateur HF qui aura pour but d'augmenter l'amplitude de la tension HF avant de l'injecter dans l'étage changement de fréquence HF-FI. Cet étage amplificateur HF est constitué d'un circuit intégré SL610 (de chez Pessey) dont le montage est analogue à celui de l'amplificateur FI, vu précédemment ; les bornes 4 et 8 sont mises à la masse, la borne 2 reçoit le + 9 V (obtenus par un pont diviseur de tension à partir des 13,5 V) ; les bornes 5 et 6 sont shuntées et reçoivent la tension issue du secondaire de la bobine L_3 (qui est semblable à L_1) ; un potentiomètre miniature de 50 kΩ pour circuit imprimé de faire varier la polarisation du préampli HF incorporé dans le circuit intégré, et un découplage de 5 nF est placé au côté froid de l'enroulement de couplage, Un second potentiomètre de 50 kΩ qui peut être, au choix, placé sur la face avant ou à l'intérieur du coffret, permet de faire varier la tension appliquée à la borne 7 qui commande le contrôle automatique de gain ; lorsque la tension appliquée à cette borne varie entre 2 et 6 V, le gain de cet ampli HF varie entre 0 et 70 dB, ce qui est considérable ! Une résistance de protection de 1 000 Ω, découplée par 5 µF évite de détériorer le circuit

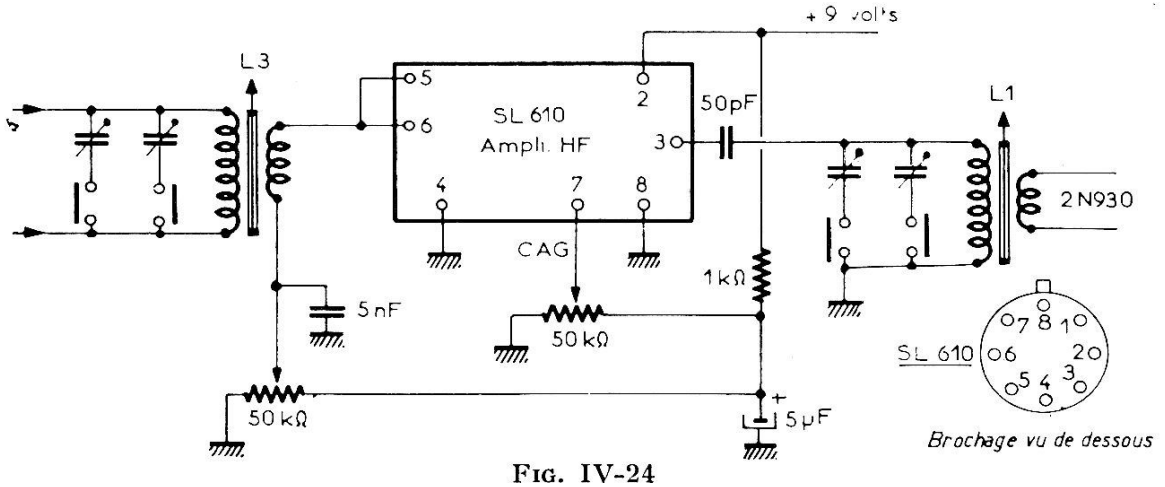


FIG. IV-24

intégré en cas de surtension appliquée aux bornes 5, 6 et 7. La sortie est prélevée sur la borne 3 par une capacité de 50 pF (ou si l'on veut 100 pF) et va au bobinage L_1 (entrée de l'étage mélangeur HF). Peu de composants sont nécessaires à la réalisation de cet étage amplificateur HF ainsi que le montre la figure IV-24 qui est assez explicite. Le brochage du SL610 vu par dessous complète cette description.

Les deux capacités ajustables 3/12 pF placées sur le primaire de L_3 sont commutées par l'enfoncement d'une touche de commutateur de gammes en fonction du choix de ces dernières.

Pour la réception de la gamme 144 à 146 MHz, il est nécessaire de disposer d'un convertisseur VHF-HF qui va transformer le signal incident à 144-146 MHz en une tension à 27 MHz, au moyen d'un amplificateur VHF, suivi d'un étage mélangeur recevant à la fois le signal VHF et le signal produit par un oscillateur local, et ce, afin de fournir une tension de battement à fréquence HF sur 27 MHz ; il faudra donc que l'oscillateur local fournisse un signal à 145 (milieu de la bande 144-146 MHz) moins 27 MHz, soit : 118 MHz.

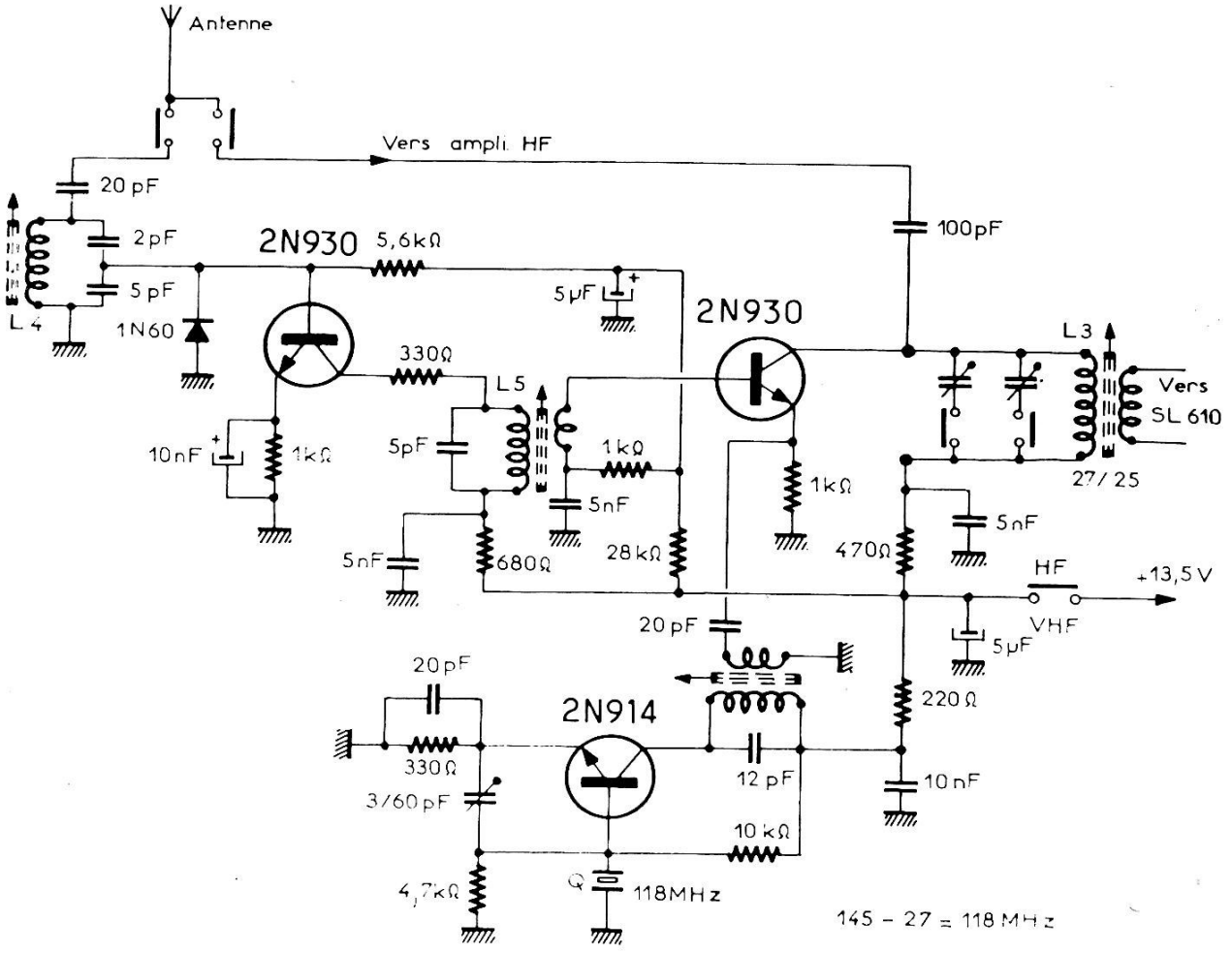


FIG. IV-25

L'oscillateur local de ce premier changement de fréquence est piloté par quartz pour assurer une excellente stabilité ; c'est impératif en VHF. Il faudra donc un quartz calé sur 118 MHz, mais *il* est

parfois difficile de trouver un tel quartz ; aussi nous avons choisi deux variantes possibles, en fonction de ce que l'on pourra trouver dans le commerce : si l'on trouve un quartz de 118/2 = 59 MHz, on réalisera un oscillateur sur 59 MHz suivi d'un étage doubleur de fréquence pour obtenir le 118 MHz injecté sur le transistor mélangeur ; si cela s'avère impossible, il faudra utiliser un quartz de 59/3 soit : 19,66 MHz qui sera utilisé en oscillateur local, suivi d'un étage tripleur, suivi à son tour d'un étage doubleur qui nous donnera le 118 MHz nécessaire au bon fonctionnement du convertisseur.

Un transistor 2N914 est utilisé en oscillateur à quartz et son collecteur est chargé par un circuit oscillant accordé sur 118 MHz dont un enroulement de couplage envoie la tension d'oscillation locale à l'émetteur du 2N930 mélangeur via une capacité de 20 pF (valeur approximative).

Une capacité ajustable de 3/60 pF de type cloche est montée entre l'émetteur et la base du 2N914 pour faciliter le démarrage des oscillations à la mise sous tension. Lors des essais il a fallu ajuster cette capacité au tiers de sa valeur ; ceci n'est indiqué qu'à titre indicatif ; le transistor 2N930 utilisé en amplificateur VHF reçoit sur sa base la tension VHF prélevée sur le circuit oscillant d'entrée accordé sur 145 MHz ; une diode 1N60 ou similaire fait fonctionner cet étage en classe B pour en augmenter le gain en tension ; l'émetteur est polarisé et découplé par une résistance de 1 kΩ et une capacité de 10 nF ; le collecteur est chargé par une résistance de 330 Ω suivie d'un circuit oscillant accordé sur 145 MHz, dont le secondaire va à la base du 2N930 mélangeur, dont l'émetteur est polarisé par une résistance de 1 kΩ et reçoit la tension d'oscillation locale ainsi qu'il a été dit plus haut ; son collecteur est à son tour chargé par le circuit oscillant accordé sur 27 MHz qui entre sur le circuit intégré SL610. Le bloc dans son entier est alimenté en + 13,5 V et doit être lui aussi logé dans un bloc métallique blindé, ainsi que le montre la disposition (cf. fig. IV-26) ; des blindages doivent séparer les trois étages, mais avec un peu de soin, il ne doit pas y avoir de problèmes de réalisation.

La réalisation des bobinages L_4, L_5 et L_6 est la suivante : sur des mandrins Lipa de diamètre 6 mm :

L_4 = 3 spires de fil 1 mm ;

L_5 = 3 spires de fil 1 mm et son couplage 1 1/2 spire de fil 0,6 mm ;

L_6 = 3 spires de fil 1 mm et son couplage 1 1/2 spire de fil 0,6 mm.

A noter une commutation importante : si l'on fonctionne en réception sur les gammes HF (27 ou 28 MHz) l'alimentation de tout ce bloc convertisseur est coupée ; d'autre part, l'antenne, au lieu d'arriver sur L_4, est déviée et arrive sur le primaire de L_3 par une capacité de 100 pF.

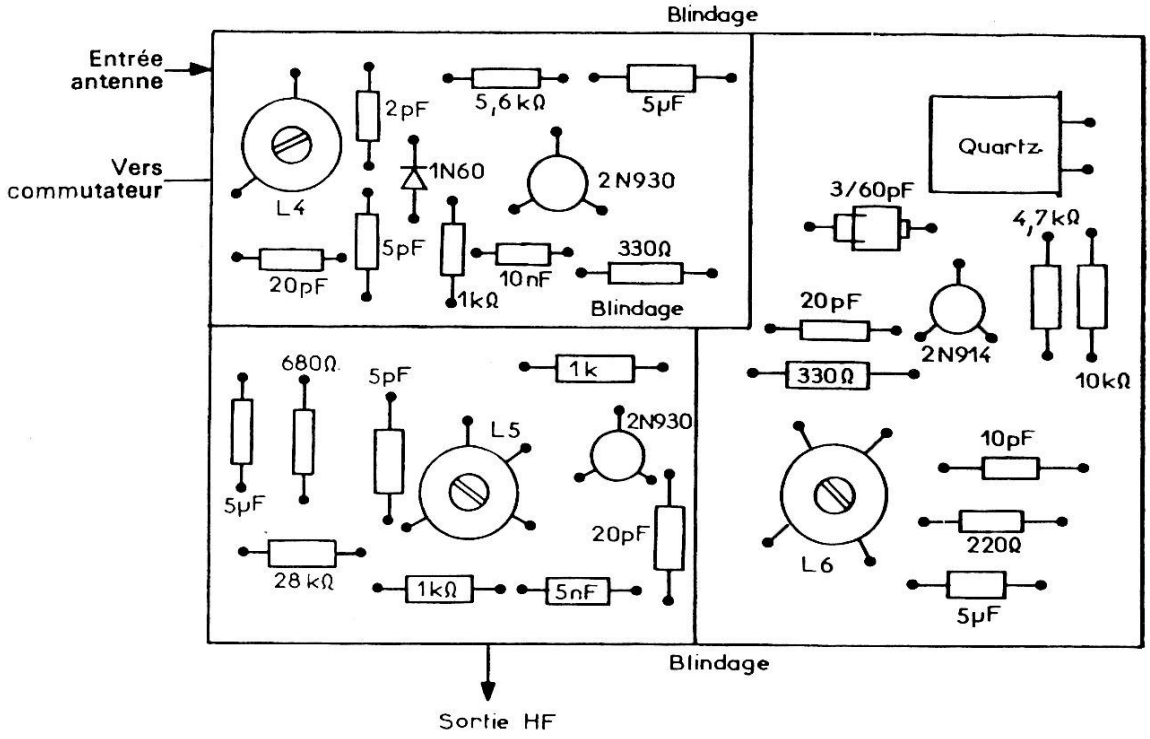


FIG. IV-26

Par contre en écoute VHF, l'antenne arrive sur L_4 par une capacité de 20 pF, l'alimentation en 13,5 V est établie, et la tension de battement sur 27 MHz issue du convertisseur est reçue par le récepteur HF comme s'il s'agissait d'une émission réelle en HF.

L'encombrement de ce convertisseur est d'environ 10 × 8 cm en surface, mais insistons encore sur l'importance des blindages inter-étages.

Le grid-dip permettra de caler les bobinages sur le milieu de la gamme 144-146 MHz (sur la fréquence centrale de 145 MHz) et ceci en jouant sur la position du noyau plongeur ; il sera ensuite bloqué au moyen de vernis HF ou de bougie, que l'on peut très facilement rendre liquide avec un fer à souder et qui se solidifie au contact du mandrin ; ce moyen est des plus pratiques car il permet de desserrer ultérieurement le noyau en utilisant la panne du fer à souder

comme tournevis, sa chaleur faisant à nouveau fondre la bougie. Nous préférons ce moyen à celui qui emploie le vernis HF ou la colle cellulosique, trop définitif à notre goût.

L'antenne

Avant de conclure cette étude nous voulons donner les caractéristiques d'une antenne 144 MHz à grand gain que nous utilisons avec succès : elle apporte un gain de 12 dB environ avec ses 10 éléments, mais son seul inconvénient tient au fait qu'elle est assez impressionnante, avec ses 3,3 mètres.

Légère (2,8 kg) elle a un lobe d'ouverture horizontal de 37°, un lobe d'ouverture vertical de 45°, une atténuation de 30 dB entre l'avant et l'arrière, et a été conçue en Allemagne de l'Ouest pour l'écoute des bandes VHF 144 et du trafic des satellites artificiels sur 136 MHz. La description de cette antenne (cf. fig. IV-27) donne les différentes caractéristiques mécaniques.

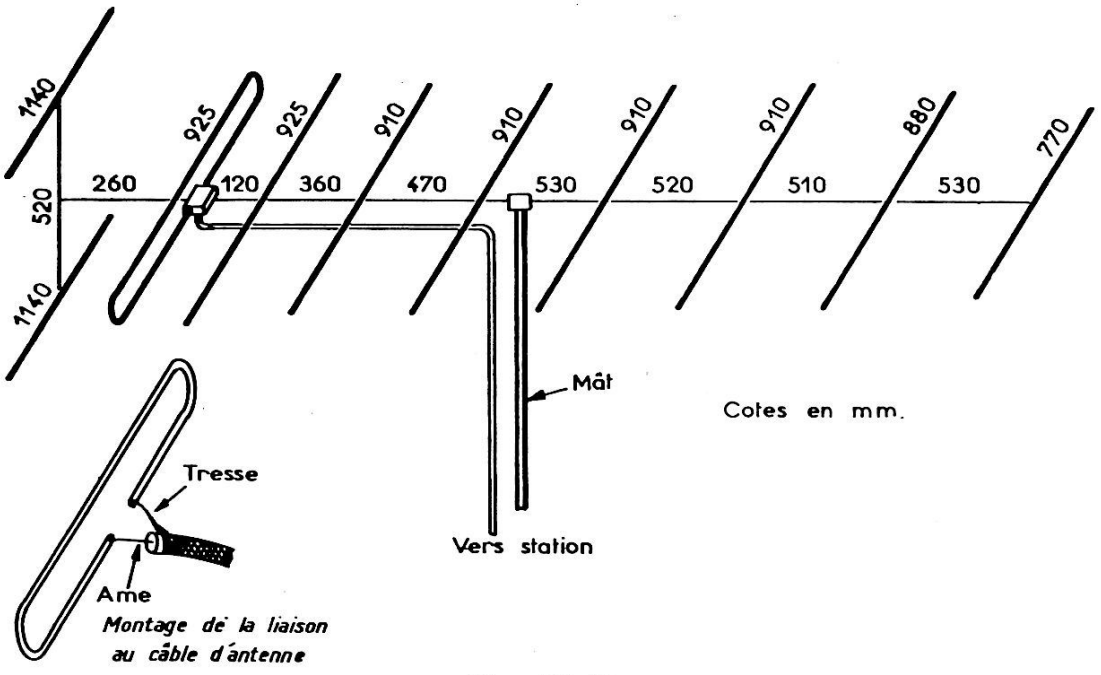


FIG. IV-27

Réalisée en tube d'aluminium recouvert d'une peinture de protection, elle peut être montée sur un dispositif tournant pour pouvoir balayer l'horizon mais ceci très lentement, en raison de la prise au vent !

Pour une utilisation du récepteur de trafic en station fixe, cette antenne est la plus adaptée et celle qui donne les meilleures performances, mais elle n'est nullement impérative ; il est également possible d'employer un simple fouet télescopique.

La réalisation de notre antenne à 10 éléments n'est pas délicate et nous conseillons d'employer de la barre de section carrée de 25 mm pour l'armature centrale longue de 3,30 m et du tube d'aluminium de 10 mm de diamètre pour le dipôle et pour les éléments réflecteurs et radiateurs.

Il est bon enfin de prévoir une articulation à blocage afin de pouvoir incliner plus ou moins, suivant la configuration du terrain par rapport au plan horizontal.

UN EMETTEUR VHF 144-146 MHz 25 W A CIRCUITS INTEGRES

Associé au récepteur de trafic décrit plus haut, cet émetteur VHF de 25 W, utilise des circuits intégrés, et constitue un base très intéressante pour une station de trafic amateur sur la bande 144-146 MHz.

Les circuits intégrés seront utilisés pour le pilote, l'étage tampon et tout le modulateur ; par contre, le driver et l'étage de puissance seront, quant à eux, transistorisés ; il n'est pas possible, du moins pour le moment, de dissiper des dizaines de watts dans un boîtier de circuit intégré et ceci en très haute fréquence.

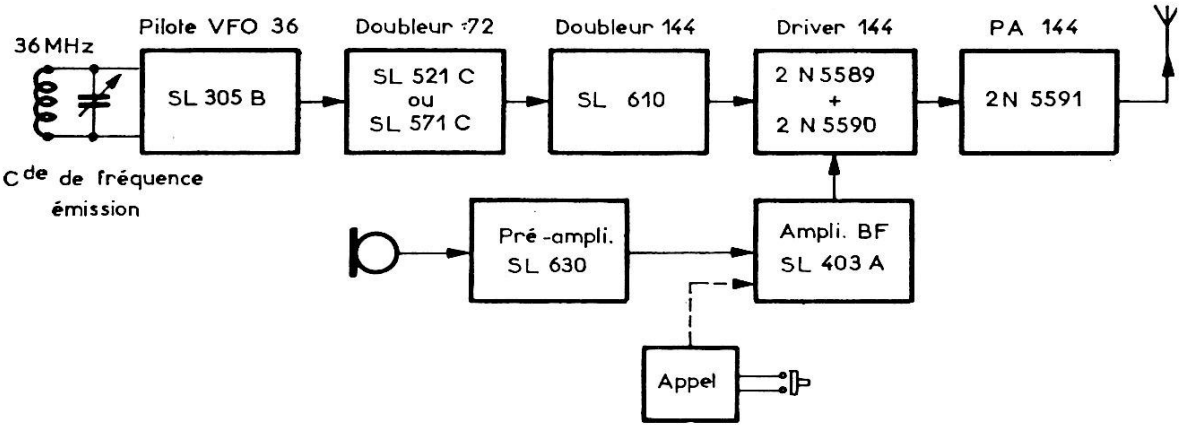


FIG. IV-28

Cette chaîne d'émission (cf. fig. IV-28) montre l'emploi des circuits intégrés suivants :

— SL305B pour le pilote à fréquence variable (VFO) ;
— SL521C ou SL571C comme doubleur 36 MHz/72 MHz ;

— SL610 comme doubleur 72 MHz/144 MHz.

— SL630 comme préampli BF du modulateur ;

— SL403C comme ampli de puissance du modulateur.

Soit au total 5 circuits intégrés de la marque Plessey qui s'ajoutent à trois transistors de puissance VHF : un 2N5589 délivrant environ 1 W, puis un 2N5590 délivrant 5 à 7 W et enfin un transistor de puissance en final destiné à fournir les 25 W annoncés.

Un circuit d'appel facultatif peut être ajouté et son signal de sortie excite directement le circuit intégré de sortie BF (c'est-à-dire le SL403C) ; ce circuit d'appel est en pointillé sur la figure IV-28.

Nous allons voir successivement les différents étages, de la chaîne radio pour commencer, puis de la partie modulatrice.

a) Le pilote

Celui-ci comprend tout d'abord un oscillateur à fréquence variable axée sur 36 MHz : ceci permet de décaler la fréquence d'émission exactement à l'endroit de la bande 144 à 146 MHz où l'on désire trafiquer.

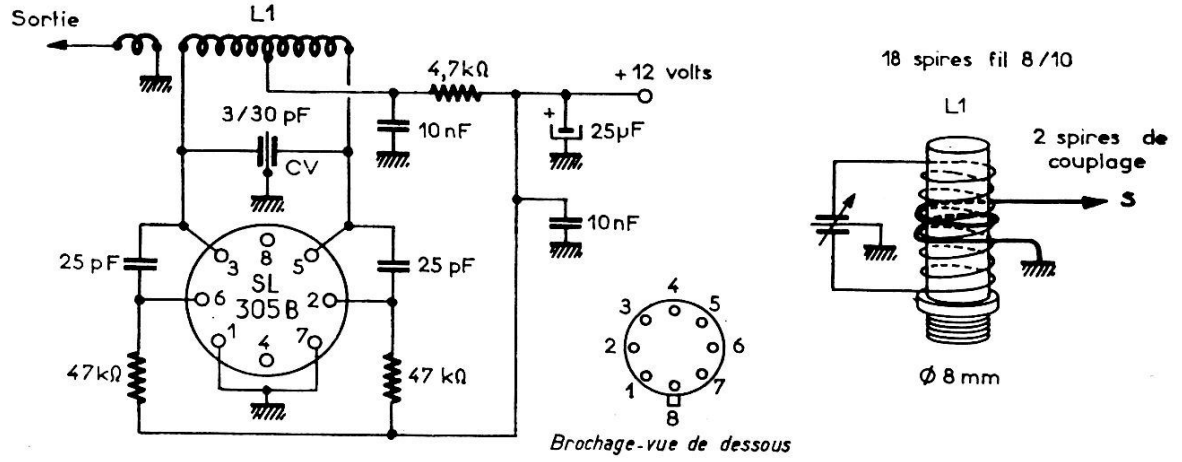


FIG. IV-29

Ce pilote (cf. fig. IV-29) qui utilise un circuit SL305B *(en boîtier* TO5) à 8 sorties, dont deux ne sont pas connectées, n'est autre qu'un Oscillateur à Fréquence Variable (d'où l'appellation de VFO) dont la fréquence d'oscillation est centrée sur 36 MHz ; elle pourra varier entre 35,5 MHz et 36,5 MHz de telle sorte que cette fréquence multipliée par quatre par le jeux des deux étages doubleurs en cascade puisse balayer la totalité de la gamme 144 à 146 MHz ; en fait. et théoriquement il suffirait que le VFO commence à 144 : 4 = 36 MHz

pour aller jusqu'à : 146 : 4, soit 36,5 MHz ; en toute rigueur il faudrait donc que lorsque le CV est à moitié de sa course, la fréquence du pilote soit égale à 36,25 MHz.

La bobine L_1 est constituée par un enroulement de 18 spires de fil de diamètre 0,8 mm sur un mandrin de 8 mm avec une prise au milieu.

L'enroulement de couplage est réalisé par 2 spires placées au centre (et couplées extérieurement) de L_1, ainsi que le montre notre dessin. Le brochage du SL305B (comme celui de tous les autres circuits intégrés ultérieurs) est vu de dessous. Ce circuit intégré SL305B est un double montage Darlington ; il est utilisé en oscillateur de type Hartley push-pull avec un enroulement de couplage pour transmettre le signal HF de sortie à l'étage doubleur. Le CV utilisé est à choisir de préférence avec deux cages symétriques, les lames mobiles étant reliées à la masse. Deux résistances de 47 kΩ assurent la polarisation du Darlington double et une résistance de 4,7 kΩ limite le courant et évite au circuit de trop s'échauffer ; il s'agit d'un pilote et la stabilité est de mise !

L'alimentation, bien découplée, est obtenue directement avec le 12 V de l'alimentation générale de l'émetteur.

b) Les doubleurs

La chaîne des deux doubleurs est constituée par un circuit SL521C (ou 571C) qui double le signal à 36 MHz en 72 MHz suivi d'un SL610 qui double à son tour le 72 MHz en 144 MHz ; l'entrée du 36 MHz est obtenue par une capacité de 0,01 µF sur les bornes 6 et 7 du SL521C et la sortie (par la borne 4) sur un circuit accordé sur 72 MHz ; ce dernier réalisé par une bobine L_2 (4 spires de fil 0,8 mm sur un diamètre de 8 mm) cette self est bobinée sans mandrin (sur air) et la prise au tiers supérieur permet de sortir le signal 72 MHz alors que la prise au milieu de l'enroulement est reliée à la capacité de 10 nF qui l'alimente. La borne 2 reçoit le + alimentation (environ 6 V) obtenu à partir d'une résistance de 350 Ω découplée par une capacité de 0,1 µF.

Le doubleur 72/144 MHz réalisé avec un circuit intégré SL610 reçoit le signal à 72 MHz sur la borne 5 (strappée avec la borne 6) ; le signal sous 144 MHz est prélevé sur la borne 3 par une capacité de 1 nF qui alimente le circuit oscillant constitué d'une bobine L_3 (3 spires de fil 1 mm sur un diamètre de 10 mm, sur air, avec prise au milieu pour la capacité de 1 nF et prise au tiers supérieur pour la sortie).

L_2 comme L_3 sont accordées par une capacité ajustable : 3/30 pF pour L_2 et 3/12 pF pour L_3. Les broches 5 et 8 du SL521C sont à la masse et il en est de même pour les broches 4 et 8 du SL610 ; l'alimentation en + 6 V est apportée à la broche 2 du SL610, alors que la n° 7 reçoit une tension continue qui fait varier le gain en tension de cet étage ; pour ce faire, une résistance, montée en potentiomètre de 5 kΩ est montée en pont et la tension appliquée à la borne 7 varie entre 2 et 5 V ; lorsque cette tension (sur la borne 7) est d'environ 5 V, le gain de l'étage est de 70 dB en tension, ce qui est considérable !

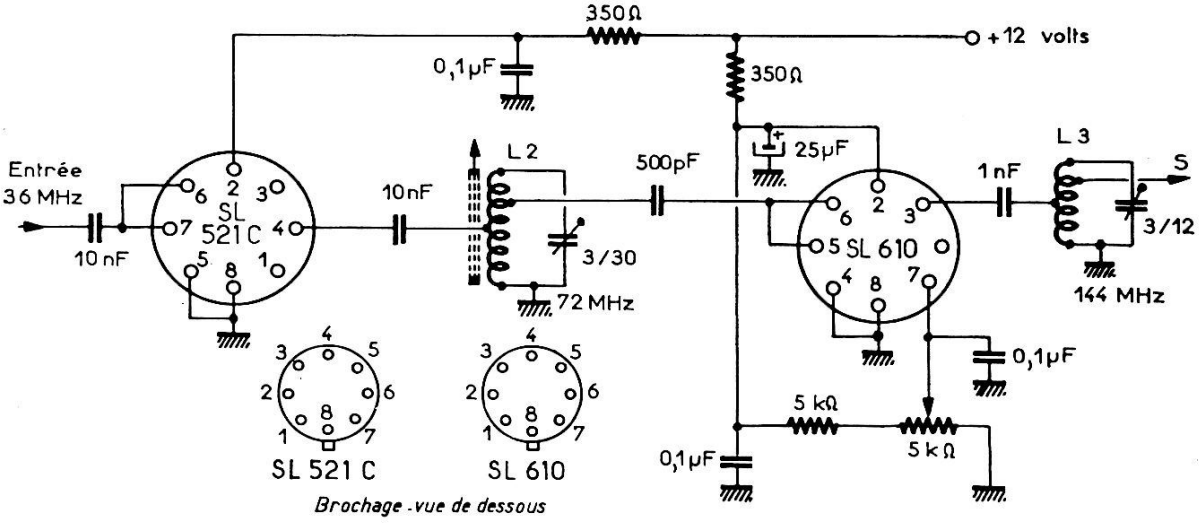


FIG. IV-30

Ces deux étages doubleurs (cf. fig. IV-30) utilisant deux circuits intégrés peut tenir une place très réduite ; il est bon de monter un blindage entre ces deux étages pour éviter tout accrochage.

c) Le driver

Comme la puissance délivrée par le circuit SL610 est insuffisante pour exciter le transistor 2N5589, qui nécessite 0,2 W d'excitation. il a été nécessaire d'employer un transistor 2N2218 (en boîtier TO5) comme tampon entre la sortie du doubleur 72/144 et le 2N5589 ; le 2N2218 à son émetteur à la masse ; la base est polarisée par le retour à la masse du circuit oscillant constitué de L_3 et c'est en classe B que fonctionne le 2N2218 : son collecteur est chargé par un circuit oscillant accordé sur 144 MHz (L_4 : 3 spires de fil 1 mm, diamètre 8 mm) par une petite capacité ajustable de 3/30 pF, qui attaque la base du 2N5589 par une autre capacité ajustable de 3/30 pF ; les selfs de choc de bases sont réalisées en utilisant des résistances carbone de 680 Ω (1/2 W) sur lesquelles sont bobinées à spires jointives une

vingtaine de spires de fil 0,6 mm ainsi que le montre la figure IV-31 sur laquelle est montrée toute la chaîne « driver » ; il est bon d'enfiler un petit morceau de gaine isolante autour de la résistance avant de bobiner la self de choc ; le bobinage en est facilité et l'on améliore l'effet de blocage en HF ; le transistor 2N5589 fonctionne également en classe B, l'émetteur étant à la masse et sa base ne le débloquant que pour les impulsions positives ; son collecteur est alimenté en + 12 V par l'intermédiaire d'une self de choc (20 spires de fil 0,6 mm sur diamètre de 8 mm, mais sans résistance en parallèle) ; la charge est assurée par un circuit accordé sur 144 MHz (L_5 : 3 spires fil de 1 mm, diamètre 10 mm) et deux capacités ajustables de 3/30 pF ; Le 2N5590 fonctionne encore en classe B, en l'absence de modulation ; son émetteur est à la masse (en continu) mais sa tension varie en

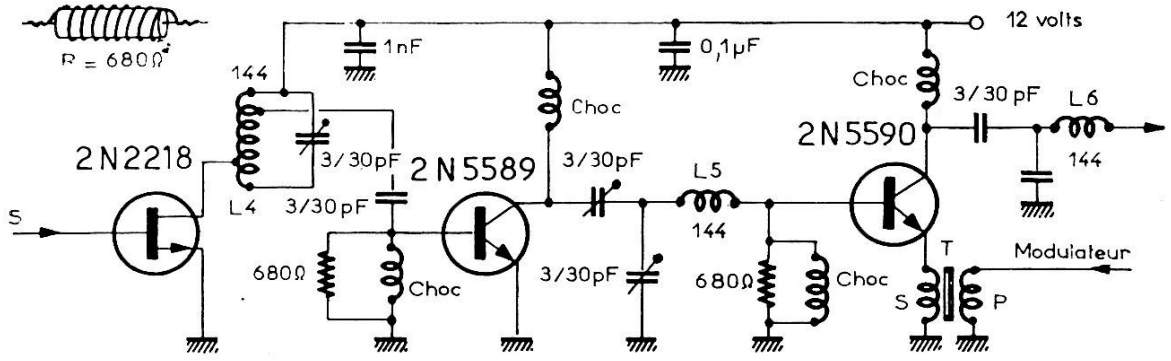


FIG. IV-31

fonction de la modulation qui lui est appliquée par un transformateur de modulation qui reçoit sur son primaire le signal provenant de l'ampli BF de puissance (il sort environ 3 W) et le secondaire module la tension émetteur du 2N5590. La base est polarisée par une résistance de 680 Ω shuntée par une petite self de choc identique à celle qui est montée dans la base de l'étage précédent (2N5589) et le collecteur alimenté par une self de choc soignée, laissant passer le + 12 V tout en bloquant le signal 144 de sortie, est chargé par L_6 (2 1/2 spires de fil 1,2 mm, diamètre 10 mm et accordée par deux capacités ajustables de 3/30 pF) qui transmet 5 bons watts modulés en amplitude à l'étage final. Une capacité de découplage de 0.1 µF est en parallèle avec le + 12 V de l'alimentation.

d) L'étage final (P.A.)

Celui-ci utilise un transistor 2N5591 (de chez *Motorola* comme pour le 2N5589 et le 2N5590) qui fonctionne encore en classe B. Son émetteur est donc à la masse et sa base polarisée par une self

de choc bobinée sur une résistance de 680 Ω (cette valeur de résistance est très approximative !) Le collecteur est chargé par un circuit accordé à grand « Q » : L_7 à 3 spires de fil 1,5 mm, diamètre 12 mm et une capacité ajustable de 50 pF accorde la sortie collecteur à la charge d'antenne dont l'impédance est de 50 Ω ; une autre capacité ajustable de 80 pF accorde la fréquence du circuit de sortie sur 144 MHz. La self de choc insérée dans le collecteur doit être tout particulièrement soignée et nous conseillons de l'acheter toute réalisée. car l'auteur a éprouvé quelques déboires en voulant la bobiner lui-même ! Si cette dernière est quelque peu sujette à des fuites, c'est autant de HF que ne recevra pas l'antenne et c'est bien dommage de gaspiller ainsi un signal de sortie qu'il est si difficile d'obtenir ! Le découplage du + 12 V de l'alimentation est obtenu par un condensateur de 10 µF polarisé et par une autre capacité de 0,1 µF de bonne qualité VHF (mylar si possible).

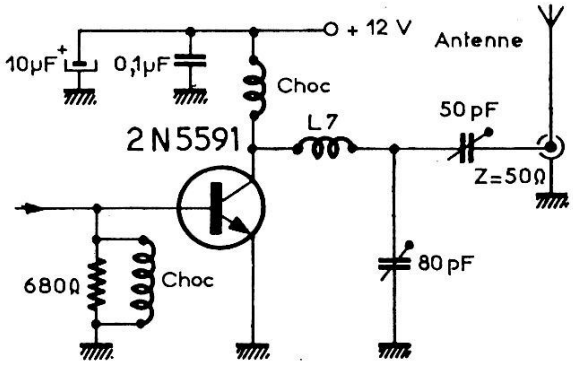


FIG. IV-32

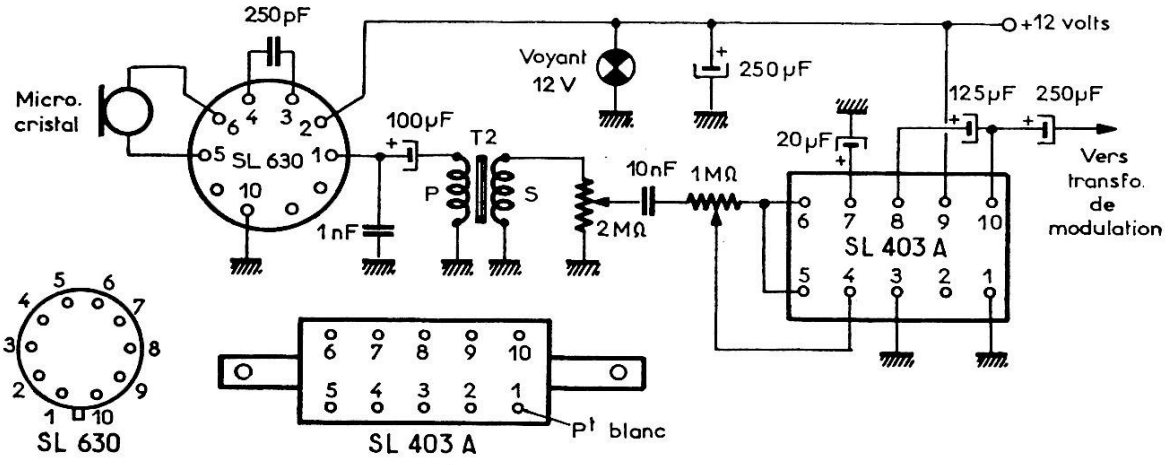
Un radiateur sera monté sur le 2N5591 et de même pour le 2N5590 qui en sera reconnaissant (ce dernier transistor se contente évidemment d'un radiateur de taille plus réduite !)

e) Le modulateur

Celui-ci est constitué par un préamplificateur (SL630) et un amplificateur de puissance (SL403A) ; le micro de type crystal (ou dynamique avec son transformateur adaptateur d'impédances) est branché entre les bornes 5 et 6 ; entre les broches 3 et 4 une petite capacité de 250 pF (ou moins) sert à limiter la bande passante vers les fréquences élevées (au-dessus de 20 kHz) et éviter ainsi les accrochages.

La borne 10 est à la masse et le + 12 V arrive sur la 2. La tension de sortie (borne 1) est découplée en HF par une capacité de 1 nF et alimente le primaire d'un petit transformateur BF de liaison ; la raison d'être de ce transformateur tient au fait que l'impédance de

sortie du SL630 est très faible (quelques dizaines d'ohms), alors que l'impédance d'entrée du SL630A est élevée (plusieurs centaines de kΩ). Le secondaire à haute impédance de ce transfo de liaison va à un potentiomètre de gain BF (2 MΩ log) qui permet de doser le niveau de modulation ; une capacité de 10 nF excite l'entrée du SL403A



Le modulateur à circuit intégré.

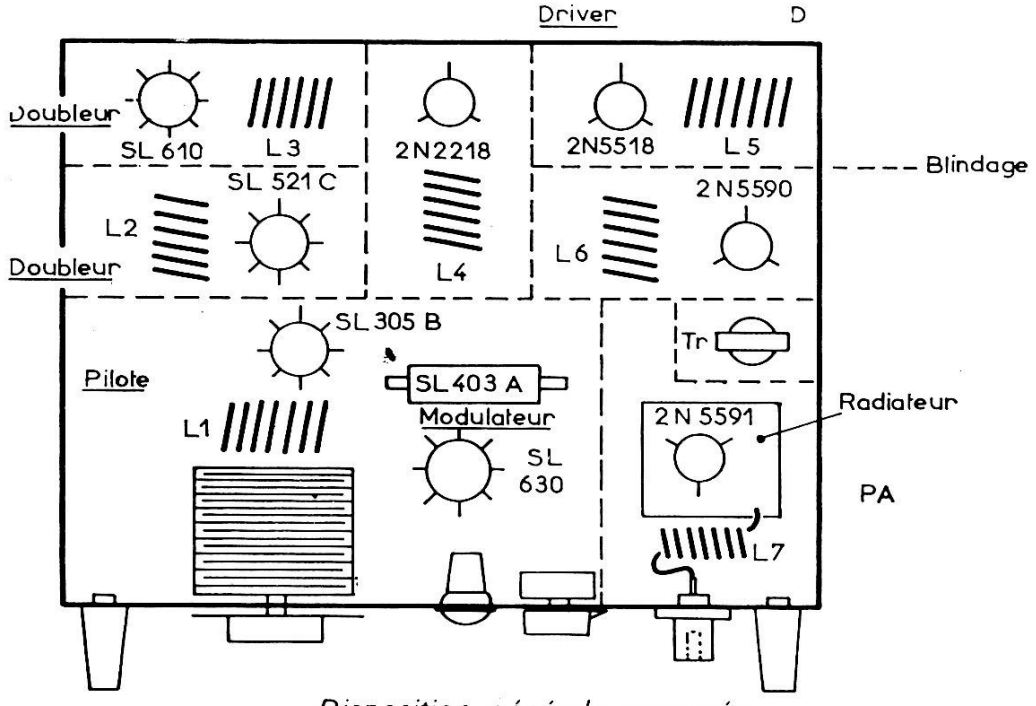
FIG. IV-33

et un second potentiomètre de 1 MΩ (qui peut n'être qu'ajustable) dose le gain du préamplificateur de tension inséré dans le circuit intégré de puissance ; il est bon de régler à mi-course le potentiomètre Log à 2 MΩ et de voir à l'oscilloscope le taux de distorsion en sortie (qui doit être meilleur que 1 %, car ce sont des circuits intégrés de classe Hi-Fi) de telle sorte que l'on ajustera la valeur du potentiomètre de 1 MΩ pour obtenir un bon compromis : bonne puissance en sortie et très faible distorsion ; pour ce faire, il sera bon d'avoir à sa disposition un petit générateur BF qui remplacera le micro, mais dont le niveau de sortie sera de faible amplitude pour que le micro, remplaçant plus tard le générateur, travaille dans des conditions analogues (même ordre de grandeur d'amplitude). Il n'y aura plus à retoucher au réglage de ce potentiomètre de 1 MΩ. Les bornes 1 et 3 sont à la masse ; la borne 7 est découplée par 20 µF ; le + 12 V arrive sur la borne 9, alors que la sortie de puissance BF (borne 10) se fait par un condensateur de liaison de 250 µF ; un autre condensateur de 125 µF relie les bornes 8 et 10. A noter enfin que la broche 1 est repérée par un point de peinture blanche. Ce modulateur (cf. fig. IV-33) tient peu de place et ce sont les condensateurs chimiques qui en occupent la majeure partie !

Le transformateur de liaison entre le SL630 et l'entrée du SL403A est miniature quant au modèle choisi ; par contre, le transformateur de sortie, reliant la sortie de l'ampli BF à l'émetteur du transistor driver 2N5590, doit pouvoir transmettre 3 à 4 W sans pour autant introduire des distorsions ; ce pourra être un transfo BF modèle 5 W dont le primaire aura une impédance de l'ordre de 10 Ω ou même 5 Ω (charge du SL403A) et un secondaire de 100 à 500 Ω pour moduler le 2N5590.

Il est vivement conseillé de monter un radiateur en cuivre (dimensions approximatives : 70 × 70 mm en U) sur le SL403A si l'on désire assurer une longue vie à ce circuit.

Enfin, une présentation type de cet émetteur au complet (cf. fig. IV-34) n'est donnée qu'à titre indicatif ; elle n'est en aucun cas impérative mais la seule chose qui le soit consiste en la présence de blindages.



Disposition générale proposée

FIG. IV-34 a

Pour conclure cette description, qui ne s'attache pas à un émetteur portatif, mais plutôt à une station mobile ou portable, insistons sur l'importance de l'antenne et de son adaptation avec un Taux d'Ondes Stationnaires (appelé TOS) voisin de 1,1 ou mieux 1,05.

Afin que cet ouvrage soit relativement complet, nous allons décrire maintenant trois types de stations professionnelles (radio-téléphones mobiles) :

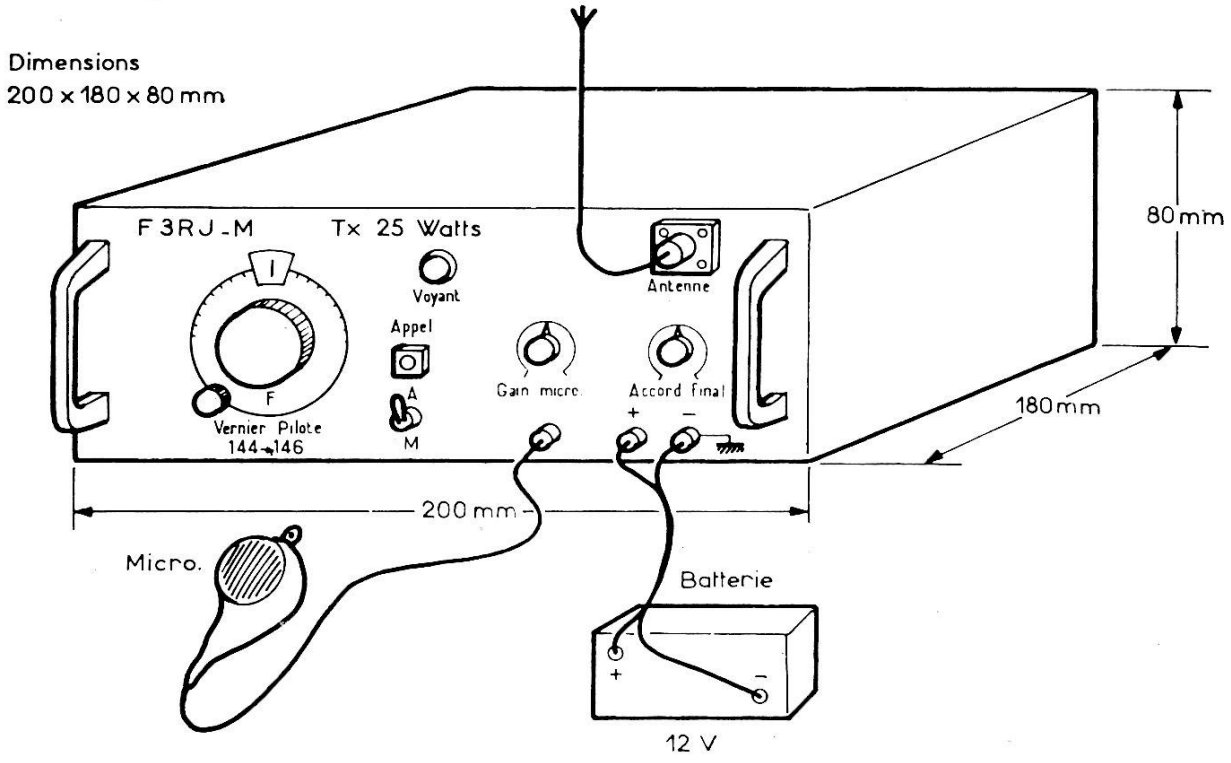


FIG. IV-34 b

SCHEMA D'UN RADIO TELEPHONE 27 MHz DE 5 W EN MODULATION D'AMPLITUDE

La platine de réception est du type à double changement de fréquence avec une commutation de canaux par quartz ; les deux oscillateurs locaux sont du reste pilotés par quartz ; la platine d'émission utilise un pilote à quartz, suivi d'un étage tampon et d'un amplificateur de puissance ; un ampli BF de 3 W est utilisé à l'émission comme modulateur et à la réception comme ampli classique d'écoute sur HP ; la possibilité d'employer cet ampli BF pour faire du « public adress » s'est généralisée et c'est là une excellente chose ! Les transistors sont d'origine japonaise ; un filtre à quartz maintient la bande passante à une valeur constante ; il est inséré dans la chaîne FI ; comme pour la réception, l'émission dispose de 12 canaux préréglés et un circuit de silence complète cet excellent modèle radio-téléphone à la fois très fiable et des plus compact ! Le schéma (cf. fig. IV-35) donne la valeur de tous les composants actifs ou passifs.

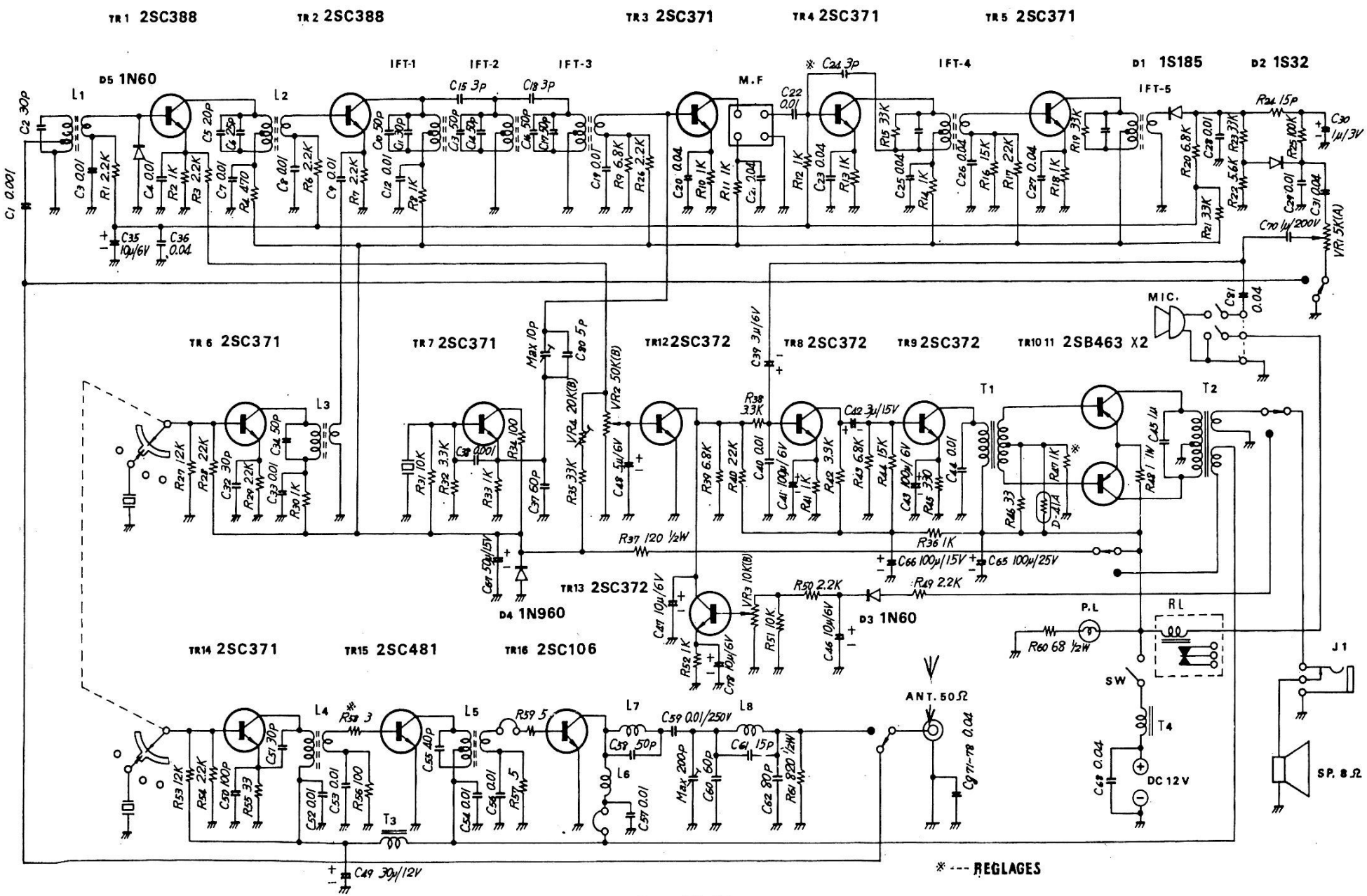

TR1 2SC388
TR2 2SC388
TR3 2SC371
TR4 2SC371
TR5 2SC371
D5 1N60
IFT-1
IFT-2
IFT-3
M.F
IFT-4
IFT-5
D1 1S185
D2 1S32
TR6 2SC371
TR7 2SC371
TR12 2SC372
TR8 2SC372
TR9 2SC372
TR10 11 2SB463 X2
MIC.
T1
T2
TR13 2SC372
D4 1N960
D3 1N60
P.L
RL
SW
T4
DC 12V
J1
SP. 8Ω
ANT. 50Ω
TR14 2SC371
TR15 2SC481
TR16 2SC106
T3
※ --- REGLAGES

FIG. IV-35

SCHEMA D'UNE STATION RADIO-TELEPHONE DE 10 W (bande 27 MHz) EN AM

Plus complexe que le précédent, ce modèle de radio-téléphone offre une puissance de sortie double (10 W) qui peut être ramenée comme le précédent du reste à 3 W pour satisfaire certaines réglementations actuellement en vigueur.

C'est donc un équipement un peu plus élaboré, plus sensible à la réception (0,7 µV au lieu de 1 µV pour un même rapport signal/bruit de 10 dB).

Là encore onze ou douze canaux préréglés, une commande manuelle de passage d'émission à réception par la pédale placée sur le micro, la possibilité de « public adress », les circuits de sécurité contre les variations de charge et une présentation compacte pour une fixation sous un tableau de bord de voiture (quelle qu'elle soit) sans problème !

Enfin un S-mètre à la réception monté en mesureur de niveau de sortie à l'émission complète agréablement cette station, comme la précédente !

SCHEMA D'UN RADIO-TELEPHONE DE 3 W EN MODULATION DE PHASE SUR 135 MHz

Nous ne voulons pas donner la totalité des schémas d'une telle station très évoluée mais seulement montrer par quelques-uns des étages la complexité plus large d'un tel équipement ; la portée d'un radio-téléphone en modulation de phase est supérieure à celle d'un équipement fonctionnant en AM car le niveau des parasites importe beaucoup moins en raison des systèmes limiteurs qui suppriment une large part des effets nuisibles des parasites de tous genres ; présenté sous forme d'un coffret métallique très compact, facile à poser et d'emploi aisé, ce radio-téléphone moderne n'a qu'un inconvénient : celui de la grande densité des composants à l'intérieur du coffret ! Plusieurs cartes imprimées supportent les différentes fonctions tel un ensemble professionnel.

Les circuits d'amplification BF et de contrôle automatique de niveau de modulation (cf. fig. IV-37), les étages oscillateurs et le système de modulation de phase (fig. IV-38), les étages d'amplification VHF du récepteur (cf. fig. IV-39), l'amplificateur de puissance de l'émetteur (IV-40) et enfin le premier oscillateur (IV-41) apparaissent comme autant de fonctions séparées et indépendantes mais qui présentent un bon nombre d'interfaces, c'est-à-dire de liaison entre les modules ; cela explique la densité du câblage interne au sein du coffret !

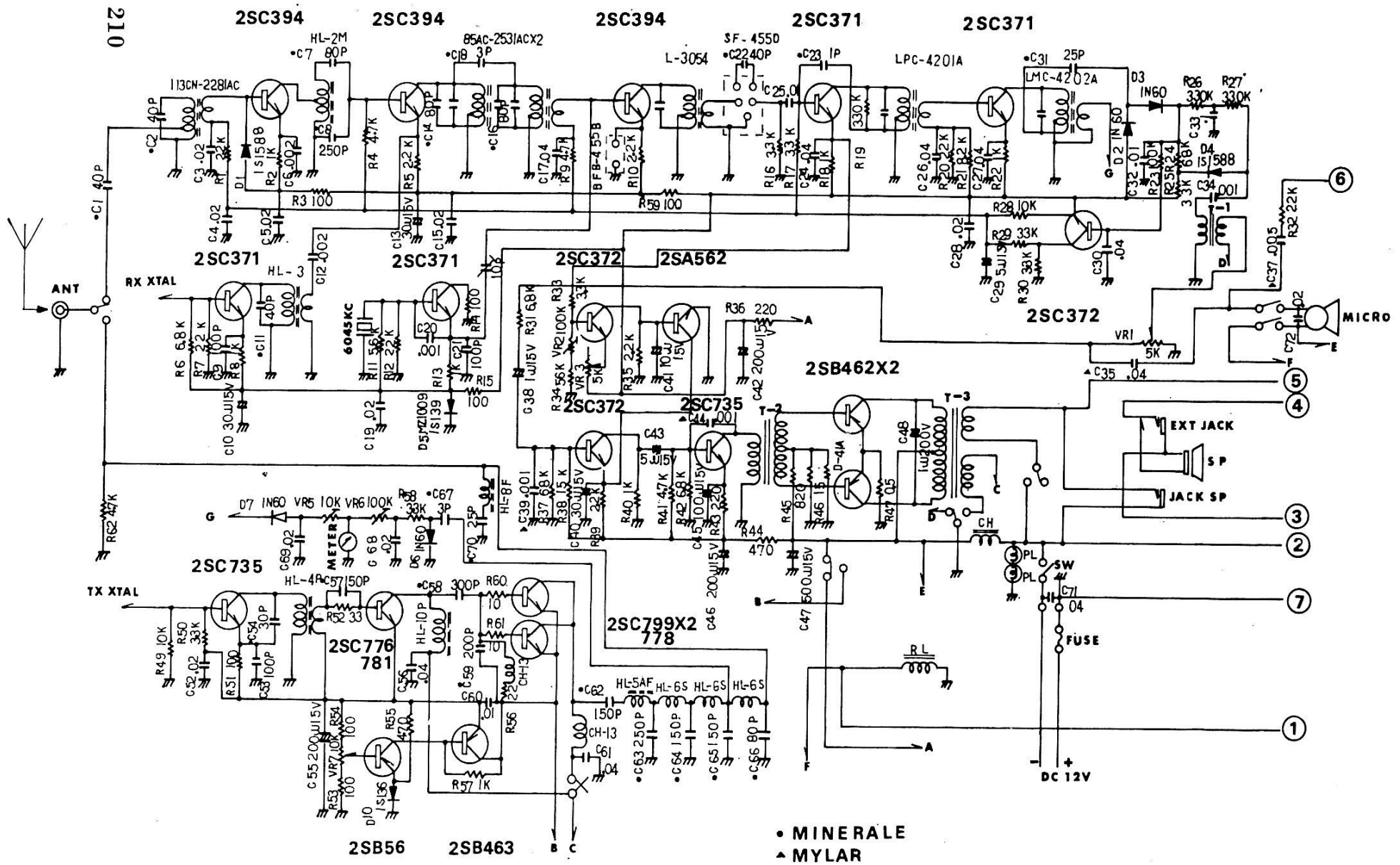

2SC394
2SC394
2SC394
2SC371
2SC371
HL-2M
85AC-2531ACX2
SF-455D
L-3054
LPC-4201A
LMC-4202A
113CN-2281AC
2SC371
2SC371
2SC372
2SA562
2SC372
2SB462X2
2SC372
2SC735
2SC735
2SC776
781
2SC799X2
778
2SB56
2SB463
ANT
RX XTAL
TX XTAL
HL-3
HL-8F
HL-4AC
HL-5AF
HL-6S
HL-6S
HL-6S
METER
EXT JACK
SP
JACK SP
MICRO
FUSE
SW
RL
DC 12V
T-2
T-3
• MINERALE
▲ MYLAR

FIG. IV-36

Pour conclure ce chapitre consacré plus spécialement aux équipements de radio-téléphones, nous voudrions aborder brièvement le problème des systèmes d'appel sélectif :

L'appel sélectif

Qu'est-ce qu'un appel sélectif ? C'est la possibilité d'appeler une seule station mobile au sein d'un réseau travaillant sur la même fréquence et ceci sans que les autres stations du même réseau ne perçoivent d'appel ; autrement dit, si nous avons par exemple un réseau de dix voitures chacune équipée d'un radio-téléphone en liaison avec un même central, TOUTES ces stations fonctionnant sur la même fréquence HF ou VHF, et si le central veut appeler la station mobile n° 3 et seulement celle-ci, par le moyen d'appel sélectif. seule la n° 3 percevra cet appel et les neuf autres stations mobiles ne percevront aucun appel.

Comment cela est-il possible puisque toutes fonctionnent sur la même fréquence ? Le principe en est le suivant : le central émet une porteuse HF ou VHF que toutes les stations reçoivent, mais dont la modulation est composée par un signal BF à fréquence fixe. DIFFERENTE pour chaque mobile ; un filtre passe bande, différent sur chaque mobile ne laissera passer que la seule fréquence qui lui correspond ; exemple : la station mobile ayant un filtre à 765 Hz ne recevra que l'appel modulé sous 765 Hz à l'exclusion de tous les autres ; de même une autre station mobile disposant d'un filtre passe bande à 855 Hz ne recevra que l'appel modulé en 855 Hz... etc. ; il sera donc possible d'équiper chaque mobile avec un filtre passe bande à fréquence différente ; le récepteur mobile sera mis « au silence » c'est-à-dire que son utilisateur n'entendra rien en l'absence d'émission, bien que le récepteur soit sous tension, mais en silence BF ; ce circuit de silence ne se débloquera qu'au moment où le filtre passe bande percevra le signal d'appel correspondant à sa propre fréquence, d'où un effet de reconnaissance d'appel et par voie de conséquence une « sélectivité » dans les appels puisque seule la station concernée se mettra en écoute et toutes les autres resteront muettes.

Ceci est le principe de base qui peut évoluer et notamment pour augmenter à la fois le nombre des combinaisons d'appel (réseaux équipés de nombreux véhicules) et augmenter la « fiabilité » du système ; en effet, si l'on se contente d'un simple appel modulé par une seule fréquence BF (765 Hz ou quelqu'autre fréquence) il y a un risque que le récepteur ne se débloque tout seul et ceci sans appel du central, car dans les modulations de voix humaine, il y a un ensemble de

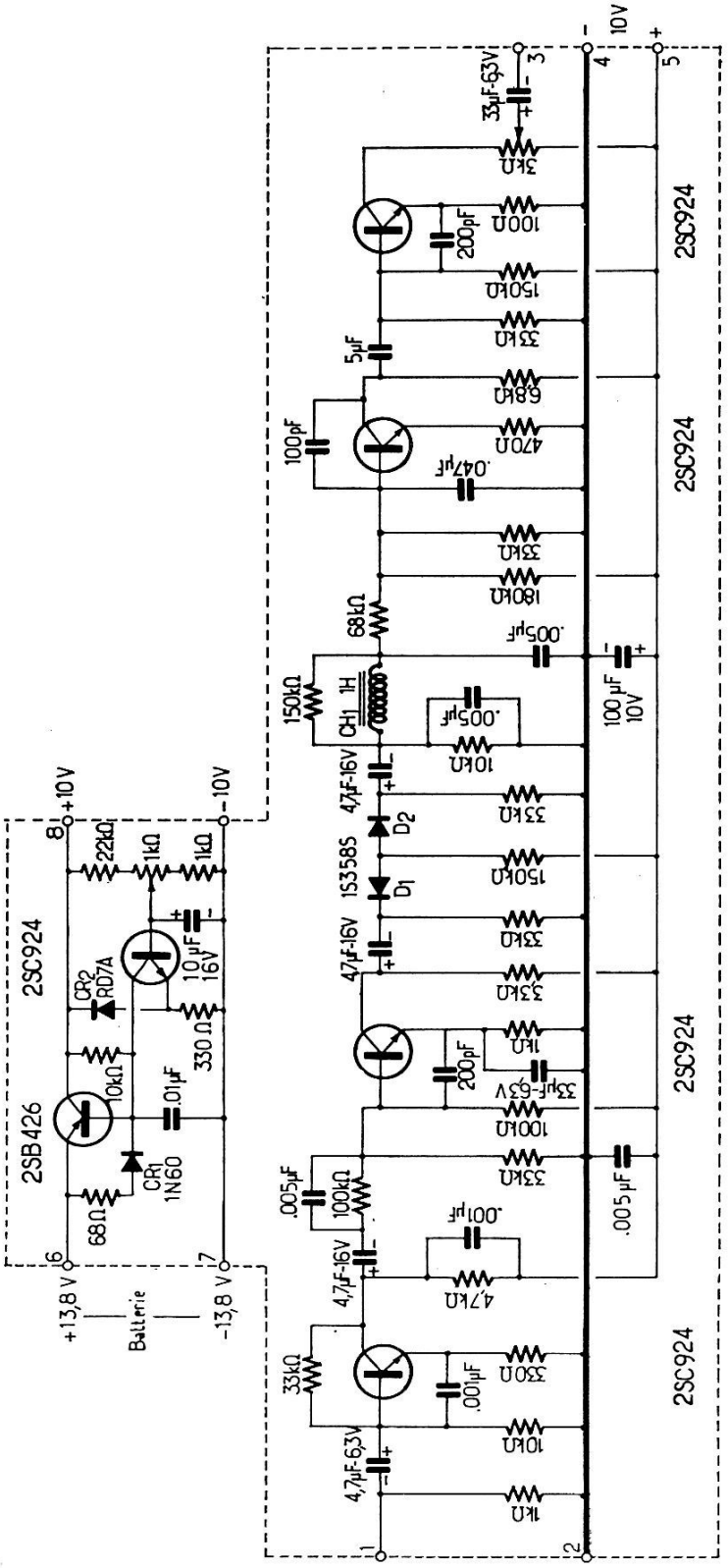

2SC924
2SB426
2SC924
2SC924
2SC924
2SC924
+10V
-10V
+13,8 V
Batterie
-13,8 V
1S358S
CH1 1H
CR2 RD7A
CR1 1N60
10V
100 µF 10V
.005 µF

FIG. IV-37

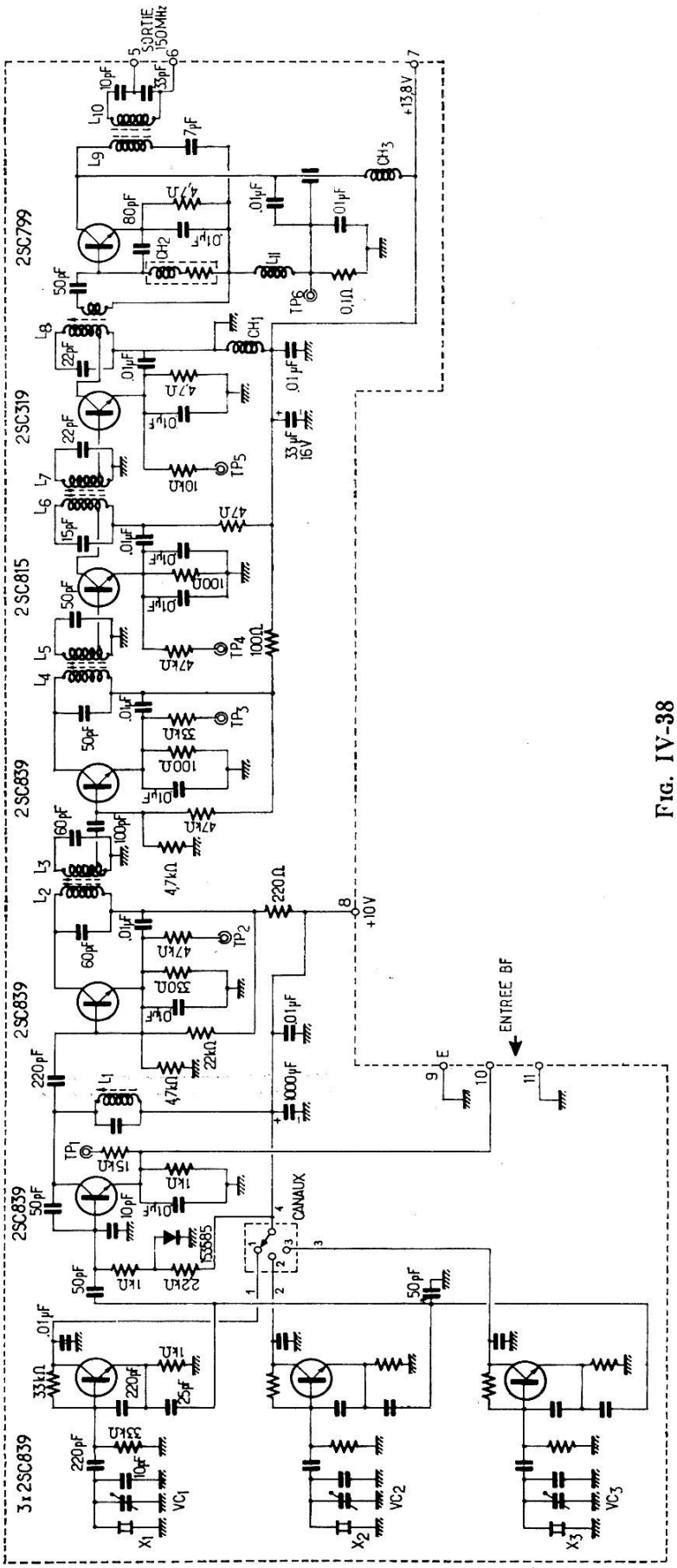

SORTIE 150MHz
+13,8V
2SC799
2SC319
2SC815
2SC839
2SC839
2SC839
3x2SC839
+10V
ENTREE BF
CANAUX
TP1
TP2
TP3
TP4
TP5
TP6
VC1
VC2
VC3
X1
X2
X3

FIG. IV-38

fréquences dont certaines correspondent aux fréquences des filtres passe-bande, d'où un risque de faux appel ; alors que faire ? La solution consiste à mélanger deux fréquences BF, par exemple 765 Hz et 1 235 Hz ce qui nous donnera un signal composite qui aura une beaucoup moins grande probabilité de se retrouver dans une modulation de voix humaine ou dans un parasite ; de plus, le choix des combinaisons possibles entre toutes les fréquences des filtres de bande disponibles est tel que nous pourrons trouver des combinaisons différentes pour un nombre élevé de mobiles dans le cas de réseaux importants.

Il est évident qu'à l'émission du central et à la réception du mobile le jeu des filtres doit être identique, mais si le mobile ne dispose que de deux filtres de bande, il en faudra un nombre plus important pour le central qui devra disposer de 2 filtres multipliés par le nombre de mobiles à moins que des filtres de même fréquence se retrouvent correspondant à différents mobiles mais qui par le jeu des combinaisons donnent un signal composite différent ; dans ce cas, il suffira de réaliser un simple pupitre de commutations effectuant automatiquement les combinaisons et ceci lorsque l'opérateur du central appuiera sur la touche du mobile demandé : un autre exemple : nous disposons de trois filtres de bande appelée A, B et C ayant donc trois fréquences bien différentes ; nous pourrons réaliser les combinaisons suivantes :

— mobile N° 1 : A + B ; mobile N° 2 : A + C ; mobile n° 3 : B + C car A + B et B + A donneraient le même signal composite.

Avec trois filtres mécaniques passe bande, on peut obtenir trois appels différents ; voyons maintenant le cas de quatre filtres différents.

Avec les filtres A, B, C et D, on obtient les combinaisons suivantes :

— mobile N° 1 : A + B ; mobile N° 2 : A + C ; mobile n° 3 : A + D ; mobile N° 4 : B + C ; mobile N° 5 : B + D et mobile N° 6 : C + D.

Ainsi donc avec quatre filtres on peut réaliser 6 combinaisons d'appel différentes... etc.

Un détail intéressant à noter : si l'opérateur d'une station mobile est absent de son véhicule au moment où l'on appelle son propre indicatif, une petite lampe rouge s'allume sur son appareil et reste allumée jusqu'au moment où il revient et voyant cette lampe allumée, sait qu'il a été appelé pendant son absence et peut à ce moment rappeler son central en éteignant la lampe que l'on appelle « témoin de mémoire d'appel ».

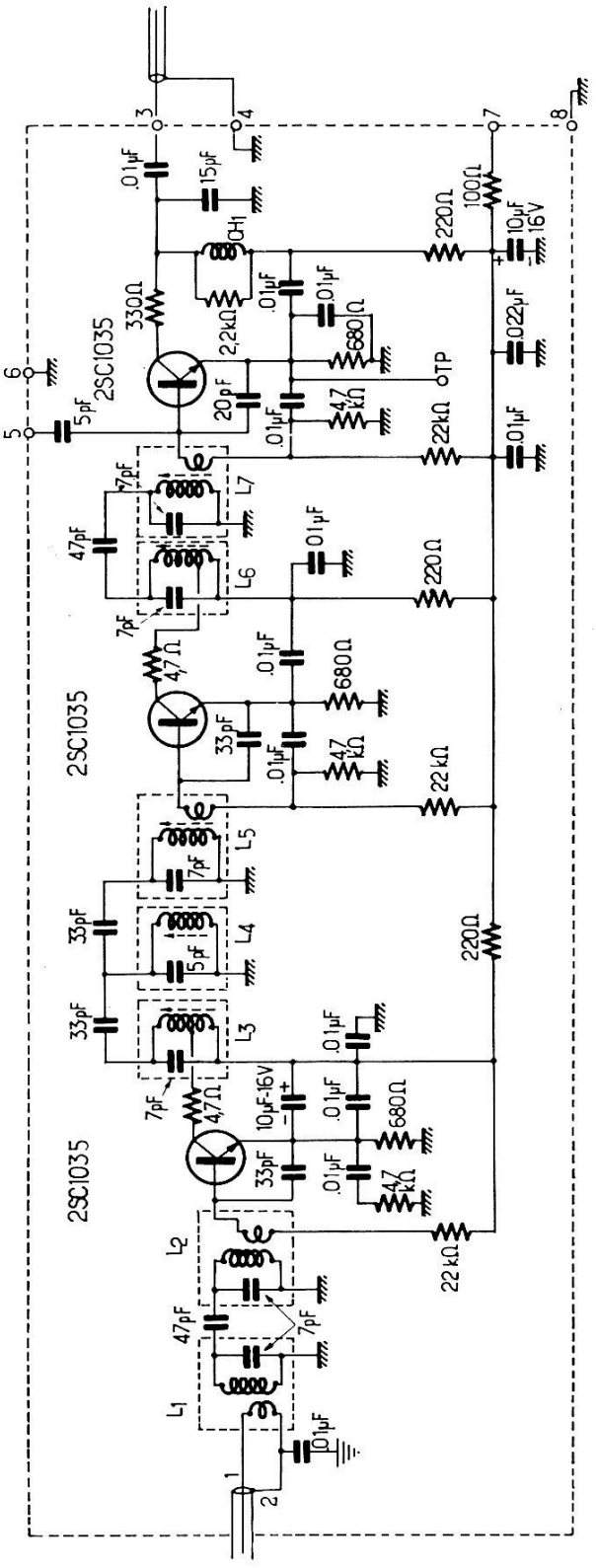

2SC1035
2SC1035
2SC1035
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
CH1
TP
.01μF
15μF
220Ω
100Ω
10μF 16V
330Ω
2.2kΩ
680Ω
.022μF
20pF
47 kΩ
22kΩ
5pF
7pF
47pF
33pF
47Ω
10μF-16V
1
2
3
4
5
6
7
8

Fig. IV-39

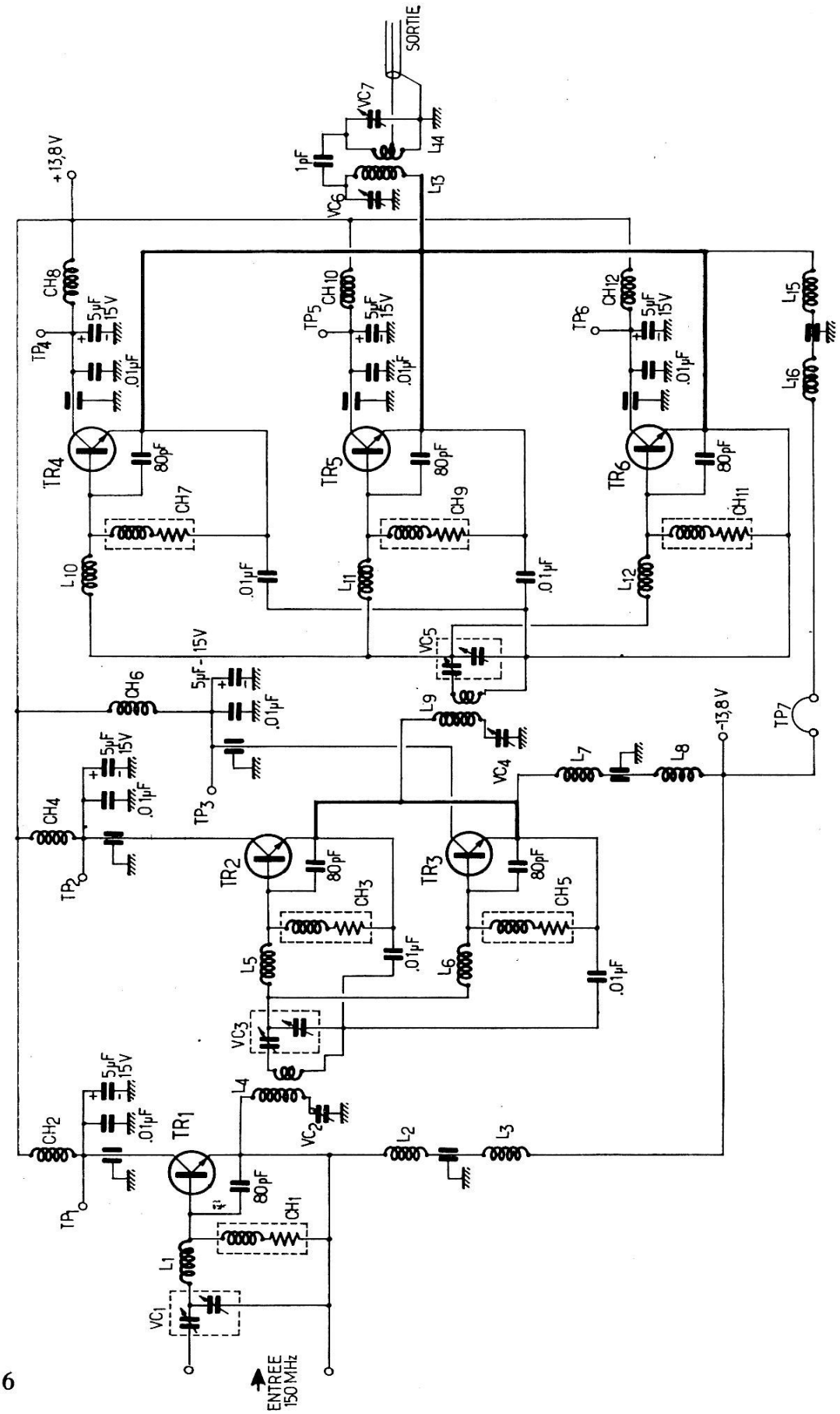

SORTIE
+13,8 V
-13,8 V
ENTREE 150 MHz
TR1
TR2
TR3
TR4
TR5
TR6
TP1
TP2
TP3
TP4
TP5
TP6
TP7
VC1
VC2
VC3
VC4
VC5
VC6
VC7
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
L9
L10
L11
L12
L13
L15
L16
CH1
CH2
CH3
CH4
CH5
CH6
CH7
CH8
CH9
CH10
CH11
CH12
80pF
1pF
5µF 15V
.01µF

FIG. IV-40

Une autre possibilité de ces dispositifs d'appels sélectifs est la suivante ; prenons le cas d'un représentant dont la voiture est équipée d'un radio-téléphone avec appel sélectif ; il a en outre dans sa poche un mini-récepteur (plus petit qu'un paquet de cigarettes) accordé sur la fréquence HF (ou VHF) du réseau radio de sa maison ; comme la fréquence de travail de l'émetteur de sa voiture est identique à celle du central, son mini-récepteur de poche pourra recevoir l'émission

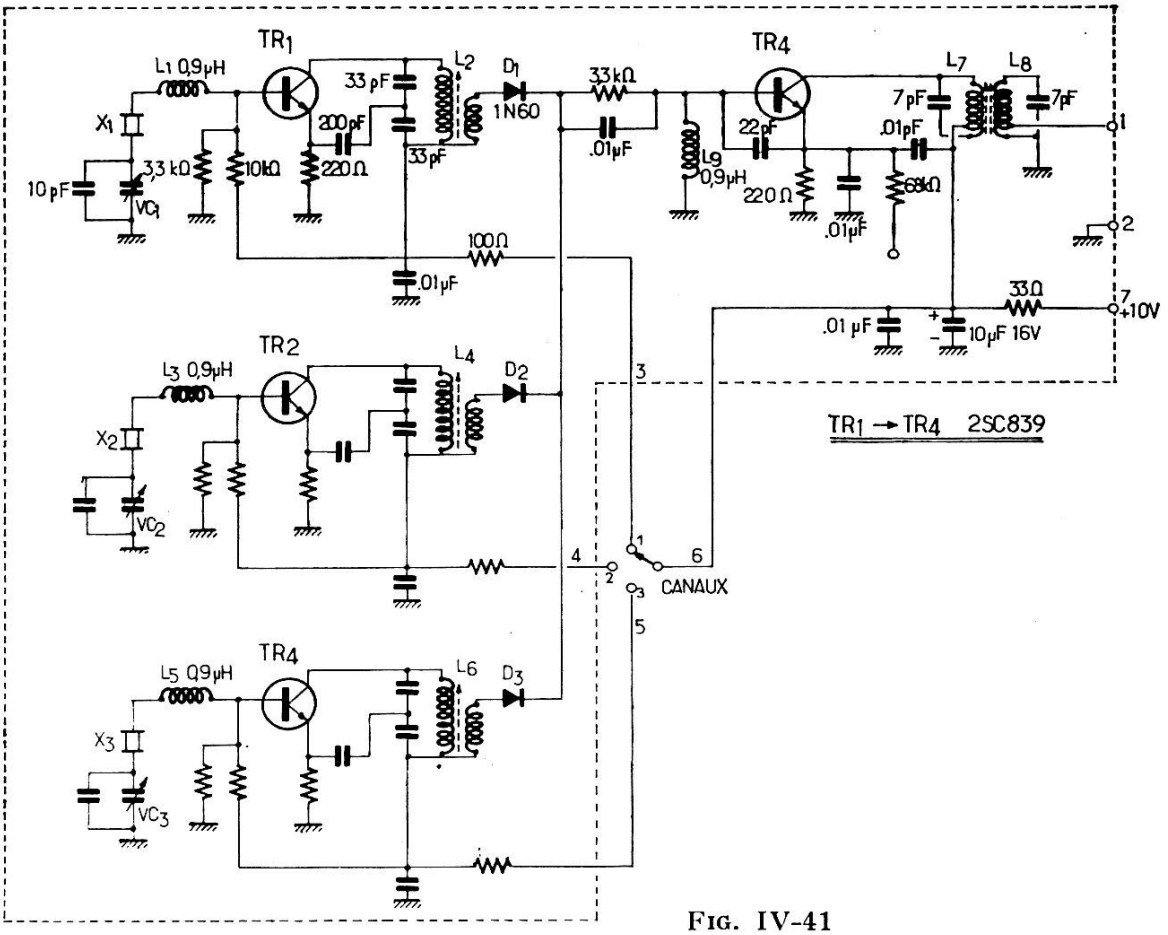


FIG. IV-41

de son propre émetteur mobile ; lorsque ce représentant est chez un client, par exemple, sa voiture étant au parking, mais le radio-téléphone sous tension, au « silence » ; si le central l'appelle, au moyen de l'appel sélectif, son récepteur de bord se met en écoute « sonore » et comme il n'y a personne dans la voiture, met en route automatiquement l'émetteur de bord pendant quelques secondes avec une modulation « bip-bip » qui signale au central que l'appel a bien été reçu, mais que la voiture est vide à ce moment et qu'il rappellera, car son propre récepteur de poche se met à recevoir le « bip-bip » émis par

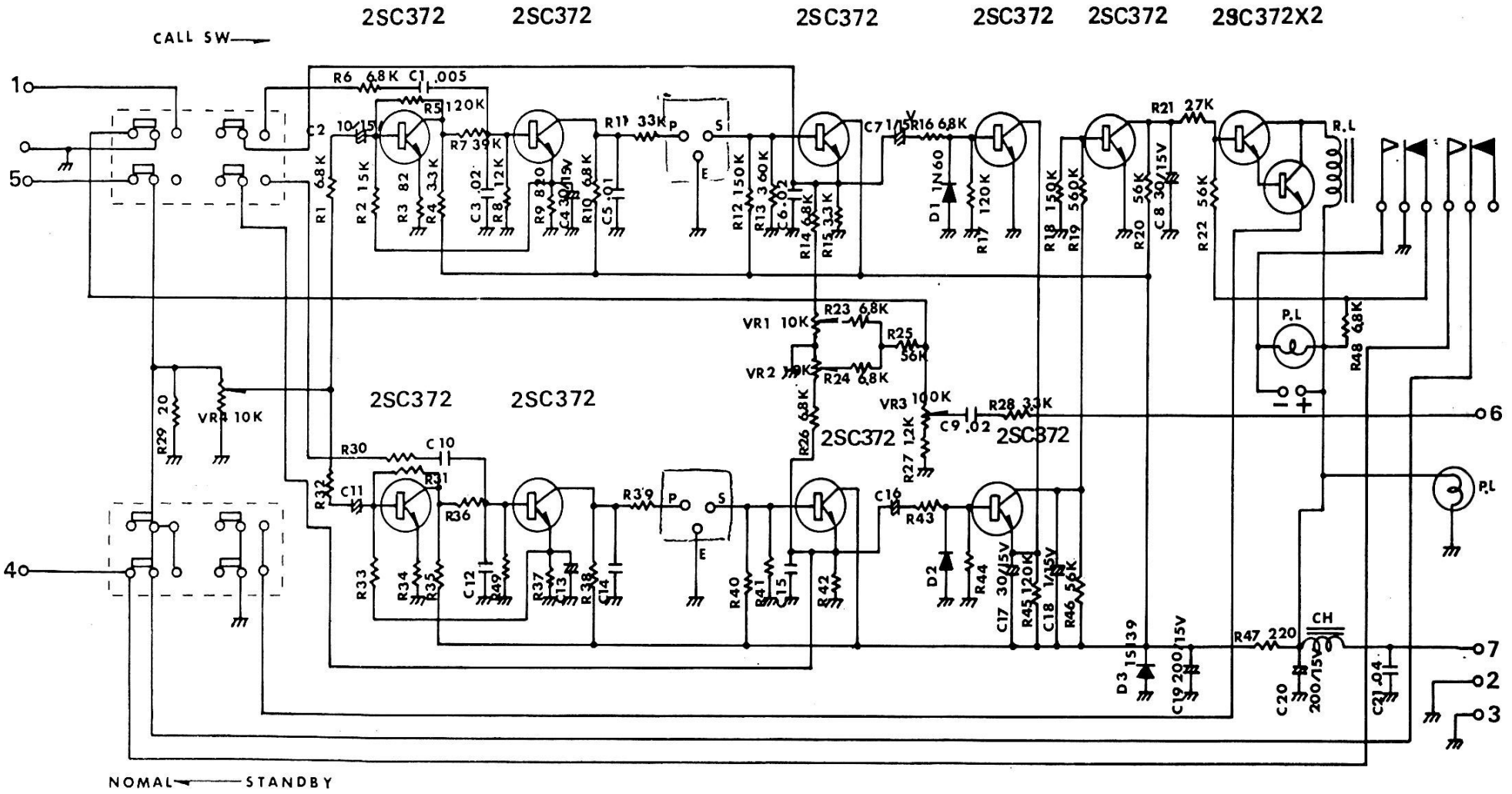

2SC372
2SC372
2SC372
2SC372
2SC372
2SC372X2
CALL SW
1
5
4
6
7
2
3
R6 6.8K
C1 .005
R5 120K
C2 10/15V
R7 39K
R11 33K
C7 1/15V
R16 6.8K
R21 27K
R.L
P.L
VR1 10K
R23 6.8K
R25 56K
VR2 10K
R24 6.8K
VR3 100K
R28 3.3K
C9 .02
R26 6.8K
R27 12K
VR4 10K
R29 20
R30
C10
R31
C11
R32
R36
R39
C16
R43
R48 6.8K
R47 220
CH
C19 200/15V
C20 200/15V
C21 .04
D1 1N60
D2
D3 1S139
NOMAL
STANDBY

FIG. IV-42

sa propre voiture et ce monsieur pourra soit téléphoner immédiatement depuis le bureau de son client, soit regagner sa voiture et rappeler son central.

Le récepteur de poche n'aura qu'une sensibilité relativement réduite (portée quelques centaines de mètres) et un circuit de silence suffisant pour que son fonctionnement soit absolument silencieux en l'absence d'appel ; ce type de récepteur de poche est identique à ceux que l'on emploie maintenant pour les installations de recherche de personnes dans les grandes sociétés ou les grandes surfaces (hôpitaux, docks, grands magasins... etc.).

On voit donc tout l'intérêt que présentent les systèmes d'appel sélectif et les immenses possibilités qu'ils nous offrent !

A titre indicatif, donnons le schéma d'un tel montage, utilisé sur des radio-téléphones professionnels, et qui permet d'équiper un véhicule en « appel sélectif » à l'émission et à la réception, car il est intéressant de pouvoir appeler le central depuis son véhicule sans que tous les autres mobiles ne soient pour autant appelés ! Ce montage est donc à double sens ; il emploie deux filtres mécaniques et le reste du schéma ne constitue qu'un ensemble d'oscillateurs, de filtres de bande, d'amplificateurs, de commutations et d'ajustement de tension ; là encore les composants sont d'origine japonaise, mais nous ne donnons ce schéma qu'à des fins de documentation ; rappelons que ces différents schémas de matériels professionnels sont ici *donnés sans garantie quant à leur éventuelle protection par un brevet.*

CHAPITRE V

Les antennes pour stations mobiles

Il est parfaitement possible de recevoir correctement une émission, qu'elle soit à ondes courtes ou en radiodiffusion classique, avec une antenne quelconque, à la condition que cette dernière soit bien dégagée et suffisamment longue.

Cependant une antenne forme avec le sol une certaine capacité ; d'autre part, même constituée par un fil rectiligne, elle présente un effet de self. Nous avons donc là un circuit LC, circuit oscillant qui possédera une fréquence de résonance propre. Pour cette fréquence, la réception sera considérablement améliorée car le signal appliqué à l'entrée du récepteur sera égal au signal reçu normalement par l'antenne et multiplié par le coefficient de qualité de l'antenne.

On voit donc là tout l'avantage à utiliser une antenne accordée sur la fréquence de réception.

Comment la calculer ?

La meilleure longueur d'antenne sera égale à la longueur d'onde de réception.

Si l'on reçoit une émission de fréquence 15 MHz, ce qui correspond à une longueur d'onde de 20 m. la longueur optimale de l'antenne sera de 20 m.

Si l'antenne mesure 10 m, la réception sera malgré tout correcte, car nous bénéficierons de l'effet d'harmonique 2.

Le gain ainsi obtenu sera néanmoins plus faible que pour la longueur d'antenne égale à la fondamentale.

Pour l'émission, le problème est identique. Si l'émetteur rayonne au moyen d'une antenne non accordée, il gaspille son énergie et le champ qui est utile est par contre-coup très faible. Par contre, si l'antenne d'émission est accordée au mieux, la puissance délivrée par l'émetteur est multipliée par le coefficient de qualité de l'antenne et le champ rayonné est important.

Cela explique le fait qu'un émetteur, même très faible, mais attaquant un aérien bien adapté, permet des liaisons à de très grandes distances, dans des conditions excellentes.

La solution la plus couramment adoptée est l'emploi de la même antenne pour l'émission et pour la réception. Comme la longueur d'onde est généralement la même pour l'émission et la réception, l'utilisation du même aérien ne pose pas de problèmes. Un inverseur, soit manuel, soit automatique (relais) permet la commutation de l'antenne, ainsi que l'indique la figure V-I.

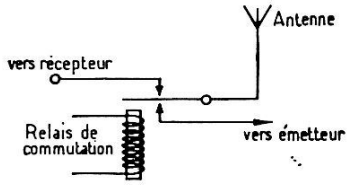


FIG. V-1

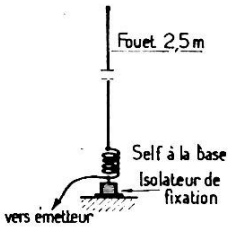


FIG. V-2

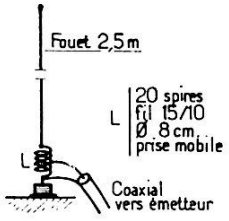


FIG. V-3

L'antenne aura donc pour longueur la longueur d'onde utilisée à l'émission et à la réception.

Au cas où le trafic utilise une gamme de fréquence, et c'est généralement le cas pour les stations d'amateurs, il faut donner à l'antenne la longueur moyenne ; expliquons-nous par un exemple :

La gamme des 14 MHz s'étend de 14 MHz à 14,35 MHz, ce qui correspond à :

14 MHz : λ = 21,40 m ; 14,35 MHz : λ = 20,90 m.

La longueur de l'antenne se calculera en faisant la moyenne entre les deux valeurs 21,40 et 20,90 m, soit = 21,15 m.

L'antenne mesurera donc 21,15 m.

Il est évident que pour la fréquence privilégiée de $\frac{300.10^6}{21,15}$ = 14,2 MHz, l'émission et la réception seront meilleures que sur le reste de la bande 14 MHz.

A noter que les bandes amateurs sont en harmoniques (3,5 - 7 - 14 - 21 et 28 MHz). Il s'ensuit qu'un même aérien pourra fonctionner sur deux fois λ et sur 3,55 MHz elle travaillera en $\lambda/2$ (demi-onde).

Tout cela est bel et bon, mais s'il est possible de tendre un aérien de 20 ou de 40 mètres entre deux cheminées, dans le cas d'une station fixe, il n'est plus question de le faire dans ce cas d'un mobile !

Or, que ce soit en fixe ou en mobile, la radio obéit aux mêmes lois et le problème de l'antenne en mobile n'est pas toujours simple à résoudre.

En effet, pour satisfaire le principe de base qui veut que l'antenne soit un circuit oscillant sur la fréquence de travail, et ceci avec un coefficient de surtension aussi élevé que possible, il va falloir trouver une ou plusieurs astuces qui vont permettre d'établir un compromis entre la dimension par trop exagérée de l'antenne mobile et les impératifs de montages sur véhicule, et tout cela en conservant absolument la résonance électrique ET le « Q » élevé ; dans le cas d'un trafic sur les bandes décamétriques, il ne sera plus question d'employer une antenne demi-onde ou quart d'onde de longueur prohibitive ! Pour compenser la perte de longueur (la longueur d'un fouet de voiture sera limitée en pratique à 3 ou 4 mètres au grand maximum !), il est possible de monter une self en série avec l'antenne proprement dite, cette self pouvant être placée soit à la base de l'antenne, soit au tiers ou à la moitié du fouet. Comme le problème est sensiblement différent pour un trafic en ondes décamétriques ou pour un trafic VHF, nous allons voir successivement ces deux familles d'aériens.

I. — LES ANTENNES DECAMETRIQUES

Pour le trafic ondes courtes les antennes destinées aux mobiles seront généralement constituées d'un fouet métallique, recouvert ou non de fibre de verre et associé à une self compensatrice de longueur.

Cette self pourra donc être placée à la base du fouet (fig. V-2) et sur le plan de la réalisation mécanique ce sera d'une plus grande facilité ; sur le plan de l'efficacité, malheureusement, ce ne sera pas l'idéal et pour augmenter le rendement de l'aérien, il conviendra de compléter notre antenne par un transformateur d'impédances, placé à la base du brin rayonnant (fig. V-3) ; ce transformateur d'impédances sera, en fait, une self à fort « Q » dont une extrémité sera placée à la masse, l'autre extrémité du câble coaxial d'alimentation en provenance de l'émetteur-récepteur. Le gros avantage de ces deux procédés tient au fait que la réalisation mécanique de l'aérien est simple et tout particulièrement pour le montage V-3, pour lequel l'extrémité

inférieure de la self est réunie directement à la masse du véhicule ; dans ce cas, point n'est besoin d'un isolateur à la base de l'antenne, d'où moins de risques de mauvais isolement ou de casse de la porcelaine.

Une évolution intéressante de ce dispositif (fig. V-4) utilise le même montage à transformateur à la base, mais, en plus, une seconde bobine est intercalée dans le brin rayonnant (L_2) ; pour un trafic sur les bandes décamétriques de fréquences basses (bandes 80 et 40 mètres)

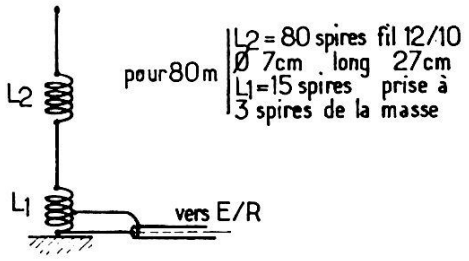


FIG. V-4

l'efficacité de cette antenne sera intéressante et ceci encore plus sur les bandes 20, 15 et 10 mètres ; à titre indicatif, pour un accord sur 80 mètres, la bobine L_1 aura 80 spires de fil 1 mm ou 1,2 mm sur un diamètre de 7 à 8 cm et une longueur de mandrin de 27 cm ; L_1 aura par contre 15 spires de ce même fil et la prise sera choisie à 3 spires de la masse ; mais si cette bobine est relativement imposante, son coefficient de surtension est très élevé et les résultats garantis !

Une variante de cette antenne, évitant la prise à mi-self, utilise une fixation isolée, une capacité ajustable placée entre le pied de l'antenne et la masse (cf. fig. V-5) ; une seconde variante encore plus

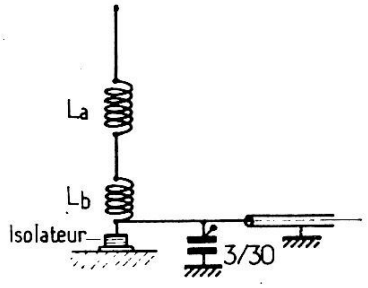


FIG. V-5

intéressante (cf. fig. V-6) remplace les deux selfs L_a et L_b par une seule et unique self ; le réglage de la capacité parallèle devra être opéré avec finesse en vérifiant à la fois la meilleure absorption de

l'aérien et le plus faible taux d'ondes stationnaires ; en pratique, et pour fixer les idées, nous allons donner les cotes d'une antenne taillée pour le trafic 80 mètres, et qui fonctionnera très bien sur les bandes

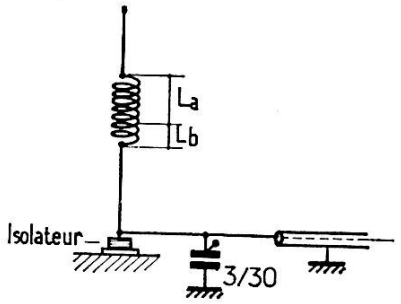


FIG. V-6

décamétriques de fréquences plus élevées (40 et 20 mètres) ; cette antenne (cf. fig. V-7) utilise un fouet supérieur de 1,88 mètre, un fouet inférieur de 69 cm, reliés entre eux par un circuit LC ; pour le 80 mètres, L aura 73 spires de fil de 1 mm sur un diamètre de 5 cm, sur un mandrin rigide servant à raccorder les deux fouets et ceci avec une bonne rigidité ; la capacité C sera à déterminer par tâtonnements, mais en pratique on emploiera une capacité ajustable sur stéatite de 5 à 50 pF de très bonne qualité et qui sera placée à l'intérieur du boîtier en plastique étanche contenant la self L (voir notre croquis V-7).

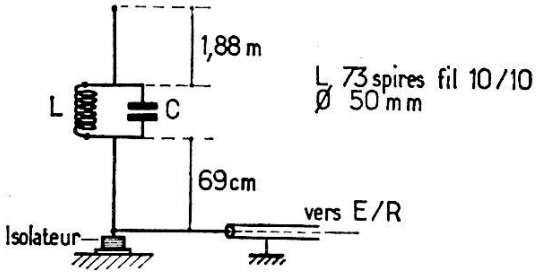


FIG. V-7

A la base du fouet inférieur, nous monterons un bon isolateur avec si possible un ressort ; l'isolateur sera en pyrex ou en porcelaine, et l'embase métallique recevant l'extrémité inférieure du fouet sera percée et taraudée de telle sorte que l'ensemble de l'antenne puisse être dévissée de son support, très utile pour éviter les déprédations malveillantes ! De tels supports sont faciles à trouver chez les distributeurs de matériels radio et tout particulièrement dans les magasins de surplus militaires.

Avec un aérien de ce type des liaisons à plus de 800 km ont été réalisées en émission et en réception avec des reports très satisfaisants (l'émetteur mobile disposant de 15 watts en modulation d'amplitude sur 80 mètres).

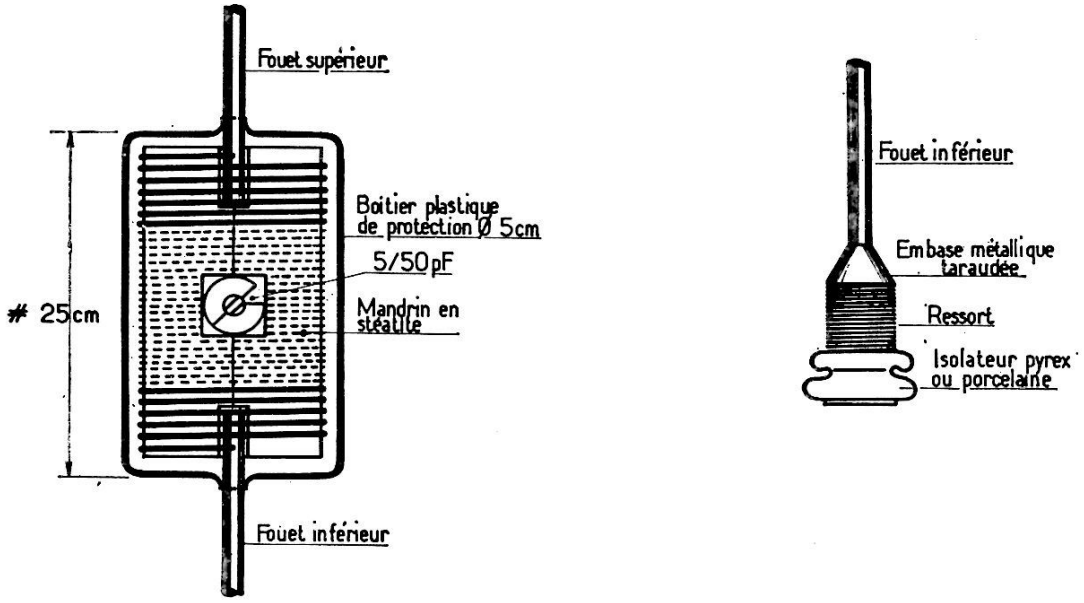


FIG. V-8

Si l'émetteur mobile dispose en sortie d'un filtre en « pi », tel qu'un montage Collins ou un filtre Jones, il sera possible d'utiliser également sur les autres bandes décamétriques la même antenne avec d'excellents résultats ; il pourra s'avérer utile, éventuellement, de modifier l'accord du circuit LC placé entre les fouets inférieurs et supérieurs, pour les gammes autres que la gamme 80 mètres, mais compte tenu du fait que toutes les bandes amateurs sont placées en harmonique 2 les unes par rapport aux autres, le réglage de ce circuit LC (effectué pour le 80 mètres) ne devra pas, en pratique, être retouché pour les changements de gammes ; seul le réglage du circuit de sortie de l'émetteur devra être modifié ; cependant, il existe de telles antennes mobiles pour le trafic décamétrique avec un jeu de selfs interchangeables pour les différentes bandes ; ceci pour les bandes de fréquences supérieures à 21 MHz.

En ce qui concerne la bande dite des dix mètres (le 27 et le 28 MHz) les antennes sont plus diverses en raison du choix important des radiotéléphones actuellement disponibles sur le marché ; des fouets de 2,5 m sans selfs sont utilisés (sur de nombreuses ambulances notamment) ; des antennes fouets avec self à la base (fouet métallique de 80 cm environ et self noyée dans un plastique) largement répandus ;

des selfs intercalées sur le fouet de 1,3 m et toute une kyrielle d'antennes qui finalement utilisent pratiquement le même principe, à savoir de compenser le manque de longueur du brin rayonnant par un circuit accordé à self et capacité accordée sur la plage de trafic.

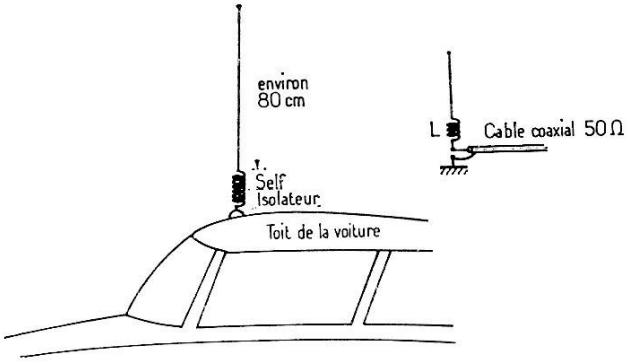


FIG. V-9

Pour notre part, nous avons obtenu de très bons résultats avec une antenne fouet placée au sommet d'une self (fig. V-9), le tout fonctionnant sur la gamme des 28 MHz ; l'antenne était placée sur le toit de la voiture, celui-ci servant de plan de masse. Le câble coaxial d'alimentation ayant une impédance de 50 ohms, a son blindage raccordé à la masse tout près de la fixation de l'isolateur d'antenne.

La self (une vingtaine de spires de fil 1,2 mm) ayant un diamètre de 3 cm et une longueur approximative de 9 cm.

II. — LES ANTENNES VHF

Le problème se pose différemment avec les VHF car en raison de la longueur d'onde de ces bandes amateurs, il n'est pas difficile de réaliser un fouet demi-onde ou quart d'onde ; pour la fréquence de 145 MHz, la longueur d'onde est de 2,07 m ; un fouet demi-onde aura donc une longueur de 103 cm et un quart d'onde pratiquement 52 cm ! Il ne sera pas inutile, cependant, d'utiliser tout de même une petite self à la base qui compensera éventuellement la perte de longueur si l'on choisit le modèle demi-onde ou quart d'onde ; cette petite self aura par exemple 6 ou 7 spires de gros fil 2 mm ou 3 mm sur un diamètre de 3 cm ; il existe de telles antennes toutes prêtes et vendues directement accordées sur la gamme 2 m (144 à 146 MHz). Il n'y a

pas de mandrin pour la self et c'est directement le métal du fouet qui a été mis en forme pour constituer la self (cf. fig. V-10) qui fera également office de ressort.

En pratique l'accord de ces antennes se fera de la façon suivante : la longueur du fouet est vendue un peu supérieure à la longueur idéale, par exemple 3 ou 4 cm de plus ; on placera TOS-mètre en série entre l'émetteur et l'antenne (montée sur la voiture) ; on mesurera la valeur du TOS (Taux d'Ondes Stationnaires) ; si la valeur est supérieure à 2 ou 2,5 il faudra couper à la pince par exemple 2 cm de fouet ; on refait la mesure et l'on constate que le TOS est tombé à 1,8 par exemple ; on coupe un cm de fouet à nouveau et l'on

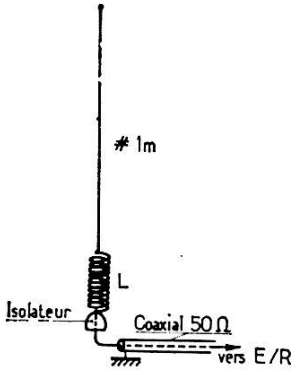


FIG. V-10

remesure le TOS ; il est à 1,4 maintenant ; avec la pince coupante on supprime quelques millimètres de fouet et une nouvelle mesure de TOS nous donne 1,2 ; cette valeur est correcte et il n'est pas utile de continuer à réduire la longueur de l'antenne car le TOS remonterait alors à coup sûr ! nous en sommes arrivés à la longueur idéale du brin rayonnant et il n'y aura plus à y retoucher.

Ces différentes antennes ne sont pas directives ; elles sont en fait omnidirectionnelles ; si l'on désire améliorer la directivité et tout particulièrement dans le cas d'un trafic en VHF, il faut en théorie utiliser des antennes à éléments radiateurs et réflecteurs ; or, ces antennes, qui sont parfaites pour les stations fixes, posent quelques problèmes sur un véhicule.

De plus, toutes ces antennes fouets fonctionnent en polarisation verticale et de nombreuses stations d'amateurs fonctionnent en polarisation horizontale ; il y a donc là une perte d'efficacité et pour y remédier, afin de concilier la polarisation horizontale et l'effet de direc-

tivité des antennes à plusieurs éléments, il est un type d'aérien qui a pour nom « antenne halo » et qui est de plus en plus largement utilisée en mobile.

L'aspect de cette antenne (cf. fig. V-11) est celui d'une grosse spire de diamètre approximatif 40 cm, dont le point milieu est mis à la masse, alors qu'une prise au tiers (à environ 10 à 12 cm du milieu) reçoit l'âme du câble coaxial d'alimentation. Un autre modèle

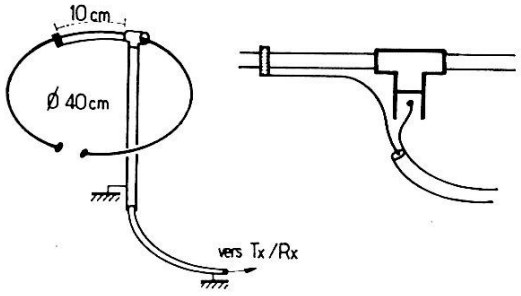


FIG. V-11

d'antenne halo (cf. fig. V-12) procure une excellente omnidirectivité ; des mesures comparatives entre l'antenne fouet classique et cette antenne halo ont donné un niveau de + 23 dB (à 20 km) pour un niveau de 30 dB à la même distance pour l'antenne halo ; de plus l'excellente régularité du diagramme à l'antenne halo montre l'intérêt croissant de ce type d'aérien.

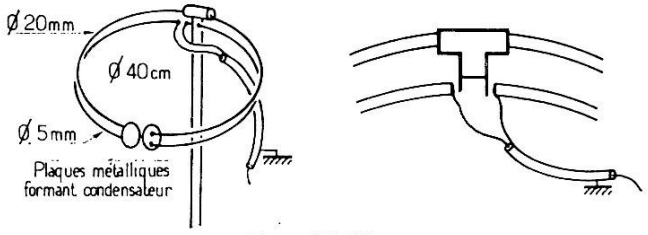


FIG. V-12

A noter que le récepteur utilisé pour ces mesures, placé à 20 km, employait quant à lui une antenne à polarisation horizontale.

En ce qui concerne la réalisation mécanique de cette antenne halo, le tube utilisé pour l'anneau supérieur (diamètre du tube 20 mm en cuivre) est placé à la masse ; l'anneau inférieur (tube de cuivre de 5 mm environ) est coupé en son milieu et reçoit d'un côté l'âme du câble coaxial et de l'autre côté la masse (ou blindage) de ce câble ; les extrémités des deux anneaux se referment sur deux armatures métalliques formant condensateur.

Pour conclure sur les antennes halo, nous donnons (fig. V-13) un diagramme relevé dans les mêmes conditions de réception, et d'émission, en utilisant d'une part un fouet bien accordé (TOS de 1,2) et d'autre part une antenne halo ; dans une direction privilégiée, le fouet permet de gagner environ 3 à 4 dB, mais en règle générale, le gain moyen est obtenu grâce à l'antenne halo et ce gain est de l'ordre de 7 à 8 dB.

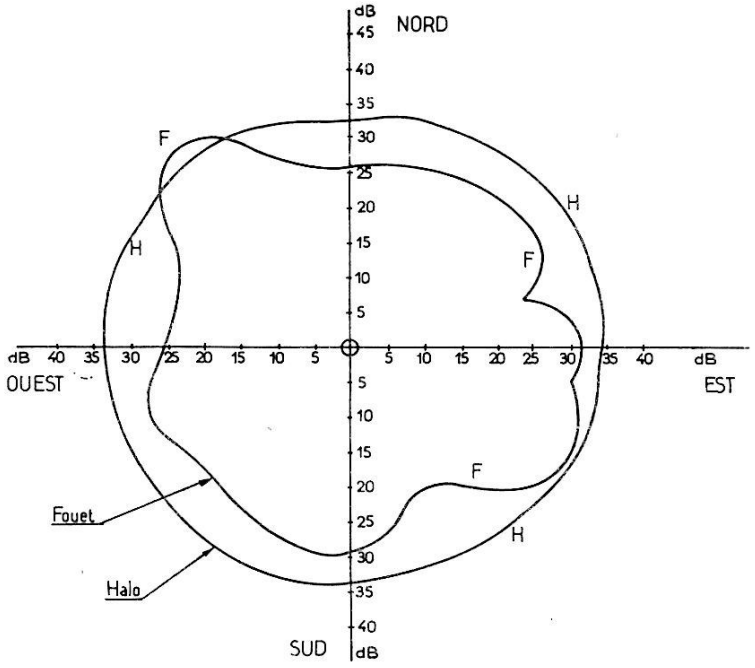


FIG. V-13

Il est un autre type d'antenne que l'on rencontre souvent sur des stations fixes, mais plus rarement pour les mobiles, à savoir : l'antenne « ground-plane » ; c'est une antenne verticale (brin quart d'onde) avec un plan de terre artificiel réalisé par trois ou quatre brins quart d'onde (cf. fig. V-14) qui pourront être horizontaux ou inclinés vers le sol, de telle sorte que l'impédance de cette antenne atteigne les 50 Ω du câble d'alimentation ; ces antennes se rencontrent fréquemment dans le cas de stations mobiles qui désirent effectuer un trafic efficace, et ceci au moyen d'une « ground-plane » placée au sommet d'un mât télescopique que l'on déplie et qui permet d'émettre et de recevoir en portable et non plus réellement en « mobile ».

Ces antennes seront donc plus particulièrement intéressantes pour les stations de base (stations fixes) en liaison avec des stations mobiles (cas des réseaux de radio-téléphones) ; mais pour être complet il nous faut signaler la possibilité de jumeler deux ou plusieurs ensembles

ground-plane (cf. fig. V-15) afin d'améliorer l'efficacité de l'aérien ainsi constitué ; les deux ground-plane sont littéralement montées en parallèle et la directivité est fonction de la position d'une antenne par

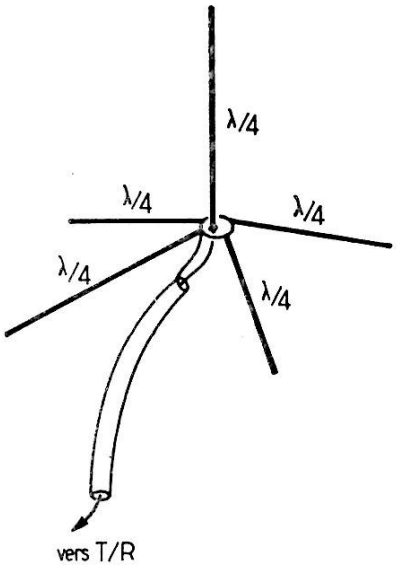


FIG. V-14

rapport à l'autre ; cette directivité pourra être à sens unique ou à double sens ; DANS LE CAS D'UNE DIRECTIVE UNIQUE, il faudra associer les deux antennes ground-plane de telle sorte que la

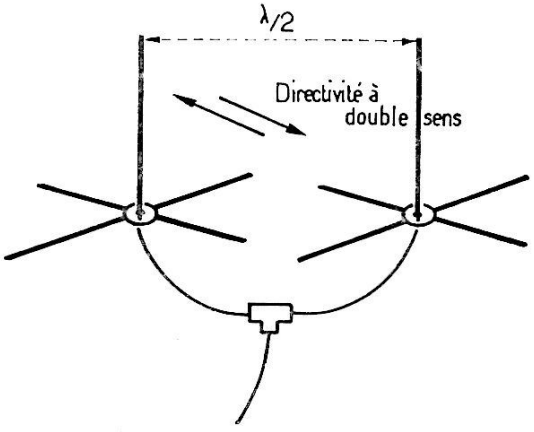


FIG. V-15

distance séparant les deux brins verticaux soit égale à un quart d'onde, et d'autre part la longueur du câble alimentant l'un des aériens étant supérieure d'un quart d'onde à la longueur de l'autre (voir la fig. V-16).

Nous ne voulons pas décrire ici toutes les antennes possibles car elles sont innombrables et débordent très largement le cadre de ce manuel consacré aux stations mobiles ; il y aurait un très gros livre à écrire sur le sujet (de tels livres ont du reste été écrits !) mais dans le domaine de l'émission d'amateur en mobile nous souhaitons être suffisamment complets sans pour autant nous perdre dans le détail.

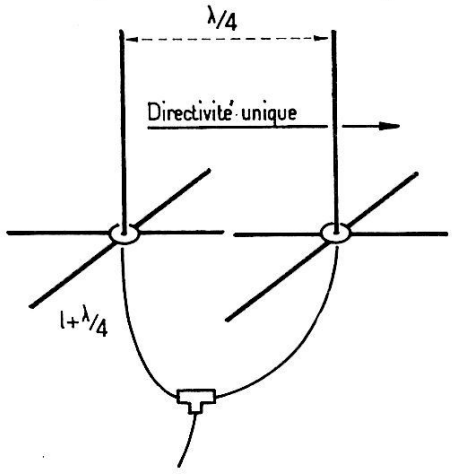


FIG. V-16

Pour terminer cet aperçu des antennes mobiles, nous voudrions décrire une petite antenne destinée à l'émission et à la réception sur la bande 144-146 MHz, qui donne d'excellents résultats en alliant la simplicité au prix de revient fort modique.

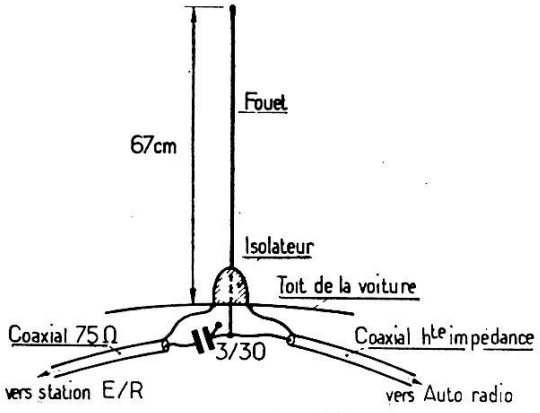


FIG. V-17

Un isolateur de support et de traversée retient un fouet dont la longueur est telle que l'ensemble fouet + isolateur mesure 0,67 m, et à l'extérieur de la voiture, c'est tout ! L'alimentation de cette antenne (cf. fig. V-17) se fait au moyen d'un câble coaxial d'impé-

dance 75 Ω, dont la masse va à la carrosserie et dont l'âme alimente la base de l'antenne par une capacité ajustable de 3/30 pF en série ; ce qui est intéressant tient au fait qu'un second câble coaxial d'impédance élevée part directement de la base de l'antenne pour aller à l'auto-radio classique (qu'il soit à tubes ou à transistors). A titre indicatif, la valeur de la capacité ajustable pour un TOS optimum, sera de l'ordre de 6 à 7 pF.

Avec ce dispositif, il est possible de ne pas débrancher l'antenne de l'auto-radio pendant le trafic amateur ; il est même tout à fait possible de recevoir les stations de la gamme PO sur l'auto-radio alors que l'on est en émission avec le transceiver VHF ! Et ce qui ne gâte rien : la grande discrétion de cette antenne !

L'ACCORD DES ANTENNES

Que ce soit en stations fixes, en portables ou en mobiles, les antennes doivent être correctement accordées et tout particulièrement à l'émission, car si la réception est moins pointilleuse quant aux qualités de résonances de l'aérien, il n'en est plus du tout de même pour l'émetteur qui voit sa puissance littéralement gaspillée par une mauvaise antenne et par une mauvaise adaptation de cette dernière.

Nous verrons au chapitre prochain le problème théorique et pratique du taux d'ondes stationnaires, qui définit en quelque sorte le rendement d'un aérien ; pour l'instant, disons seulement que le T.O.S. devra être le plus petit possible, et sa valeur aussi voisine de 1 qu'il sera possible, cette valeur de 1 étant une valeur idéale correspondant à un rendement de 100 % de l'antenne ; il faudra s'approcher de 1 autant que faire se pourra ; une valeur de 1,05 ou 1,1 sera très convenable et pour l'atteindre, il faudra jouer sur les éléments suivants :

— accord optimal du circuit de sortie de l'émetteur ;
— longueur du fouet rayonnant ;
— accord de la capacité ajustable associée à l'antenne ;
— accord éventuel de la self additionnelle (si elle existe !) ;
— longueur éventuelle du câble d'alimentation de l'antenne.

Ces éléments varient suivant la nature et la disposition de l'antenne utilisée ; il se pourra que seule la capacité ajustable et la longueur du fouet soient à retoucher pour atteindre un bon TOS. Tout est affaire de mesure et d'essais, pour chaque cas particulier.

Comme l'emploi d'un mesureur de TOS est indispensable pour accorder une antenne, nous en décrirons un relativement simple au chapitre suivant consacré aux mesures.

LE PLAN DE MASSE

Toute émission rayonnée par une antenne n'est autre qu'une différence de potentiel par rapport à une tension de référence, celle de la masse ou de la terre ; il faut donc une prise de terre valable, ce qui ne pose pas de grosse difficulté pour une station fixe ou portable (un simple piquet métallique planté dans le sol est souvent suffisant) mais dans le cas d'un mobile, il ne saurait en être question ! alors que faire ? La seule solution consiste à utiliser la masse du véhicule comme élément de référence, et ceci d'autant plus que la voiture est elle-même réunie au sol par l'intermédiaire des pneus, ce qui n'est pas toujours une bien bonne prise de terre ! Toujours est-il que ce sera la masse de la voiture qui servira de tension de référence ; de plus, dans le cas des antennes, la disposition de l'élément rayonnant par rapport au plan de masse a une certaine importance ; dans le cas d'une station fixe, le plan de terre est généralement plat (c'est le sol) alors que pour un mobile, la carrosserie est tout à fait le contraire d'un « plan » ; or la forme de la masse aura une influence sur le rendement de l'antenne et sur sa directivité : si l'on place l'antenne près du pare-choc arrière, il y aura une dissymétrie de rayonnement due à la carrosserie qui va créer l'obstacle vers l'avant, et ce sera la même chose si l'on monte l'antenne sur l'aile avant, il y aura dans ce cas là un obstacle vers l'arrière (obstacle créé par la toiture et le haut des portières) ; en pratique ce sera l'antenne de toit qui sera la plus régulière quant à sa directivité et son plan de masse, plus régulier aussi (le toit étant tout de même plus plat que le reste de la carrosserie et l'on voit beaucoup de mobiles équipés d'antennes placées sur le toit, cette disposition possédant un avantage de plus : celui du dégagement, car l'antenne sera placée plus haut et mieux dégagée qu'à n'importe quel autre emplacement de la voiture. Enfin, l'antenne de toit sera mieux protégée contre les détériorations volontaires ou accidentelles que l'antenne placée près d'un pare-choc !

CHAPITRE VI

Un mesureur du champ à transistors FET

Que ce soit pour la construction ou pour l'utilisation d'une station d'amateur, il est indispensable de disposer d'un minimum de moyens de mesures ; la description sommaire ou détaillée de certains appareils de mesures, étudiés et réalisés par un amateur, ne nécessitant que peu de moyens pour en mener à bien la réalisation et la mise au point, constitue la matière de ce chapitre, qui est à notre avis le complément naturel de toutes les descriptions de circuits de réception, d'émission ou d'antennes.

Qu'ils soient simples ou évolués, discrets ou sophistiqués, ces petits montages auront toujours leur place dans les stations d'amateur et leur construction par des débutants leur servira d'exercices pratiques leur permettant ensuite d'aborder les montages plus élaborés de trafic proprement dit.

Le mesureur de champ classique composé d'un circuit oscillant accordé sur la fréquence de travail, suivi d'une diode de détection puis d'un galvanomètre, rend les plus grands services, mais présente le défaut suivant : il est difficile de l'employer à quelques mètres d'un émetteur ou d'une antenne d'émission en raison de la faible sensibilité du montage ; en effet, si le circuit oscillant a un coefficient de qualité excellent (400 à 500), il se trouve amorti par le circuit de détection et la résistance interne du galvanomètre et le coefficient de qualité (« Q ») de l'ensemble tombe à 50 ou à 80 !

Notre but a été de conserver la forte valeur de ce « Q » tout en effectuant une détection simple et une mesure du champ reçu au moyen d'un circuit tel qu'il n'amortisse pas le CO d'entrée. Pour ce faire nous avons réalisé un petit voltmètre électronique avec deux transistors à effet de champ « FET » de type EC301B (canal N) montés symétriquement, de telle sorte qu'étant équilibré, ce circuit présente une différence de potentiel nulle entre les « drains » de ces deux transistors ; si une tension est appliquée sur la « gate » du premier, il apparaît un déséquilibre qui est amplifié par le gain de ces transistors et une tension apparaît entre les deux drains. Cette tension est mesurée

par un galvanomètre de bonne sensibilité (50 microampères de déviation totale ou même mieux si cela est possible) et la déviation de l'aiguille de ce galvanomètre est proportionnelle à la tension appliquée à l'entrée de ce voltmètre électronique (cf. fig. VI-1).

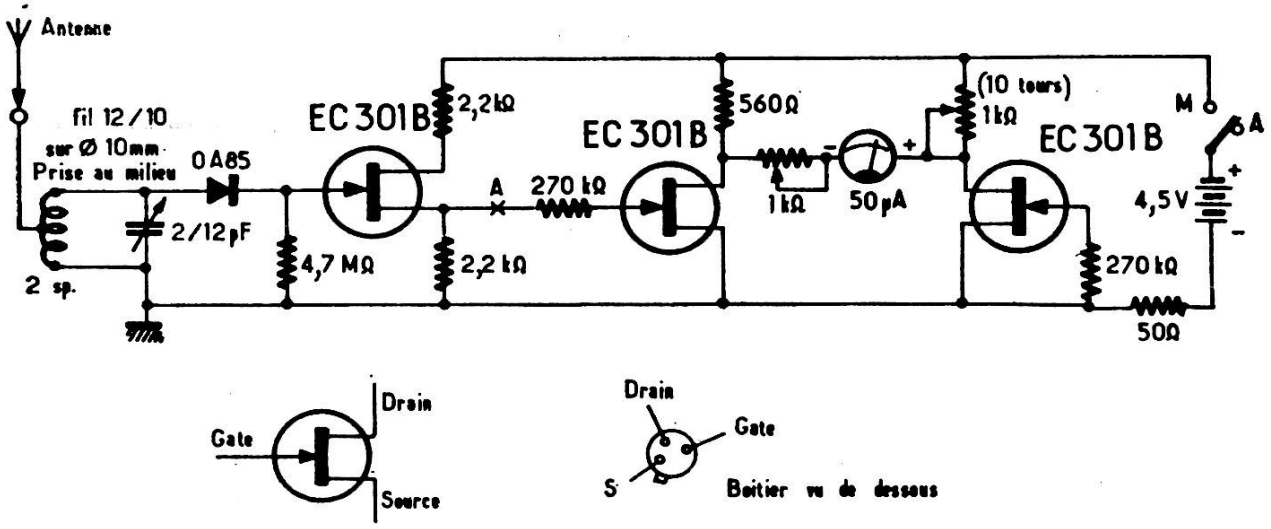


FIG. VI-1

Une résistance variable de 1 000 Ω est insérée en série avec ce galvanomètre pour permettre d'étalonner le cadran ou tout simplement pour le protéger quelque peu si le champ reçu est trop élevé. Une seconde résistance variable de 1 000 Ω est montée entre le drain du second transistor FET et le + 4,5 volts afin de réaliser l'équilibre du pont de mesure et cette résistance doit être de très bonne qualité ; à titre indicatif, nous avons utilisé un potentiomètre de 1 000 Ω du type « 10 tours » avec un bouton démultiplié professionnel, ce qui permet de « fignoler » le zéro (équilibre réalisé) et il faut signaler que cet équilibre est assez délicat à obtenir ; il est nécessaire de laisser sous tension une bonne minute l'appareil avant de procéder à des mesures, afin de laisser aux résistances et aux transistors le temps d'atteindre leur température de fonctionnement stable, car le montage étant du type « continu » et à grande sensibilité, il y a toujours une certaine dérive dans les premières secondes et l'équilibre ne devient stable qu'après un minimum d'une minute sous tension ; l'emploi d'un potentiomètre dix tours permet donc de retoucher très finement le réglage du zéro et ce type de potentiomètre procure moins de crachements ou de mauvais contacts que tout autre type de potentiomètre. Nous avons employé un galvanomètre de 38 microampères de déviation totale, avec un cadran de 10 cm de large et les mesures obtenues sont à la fois très sensibles et très sélectives.

Le circuit oscillant est réalisé (bande 144 MHz) au moyen d'une bobine de 2 spires de fil de cuivre de 12/10 mm sur un diamètre de 10 mm, soudées directement aux bornes du CV (stéatite 2/12 pF) et la prise d'antenne est soudée au milieu de cette bobine.

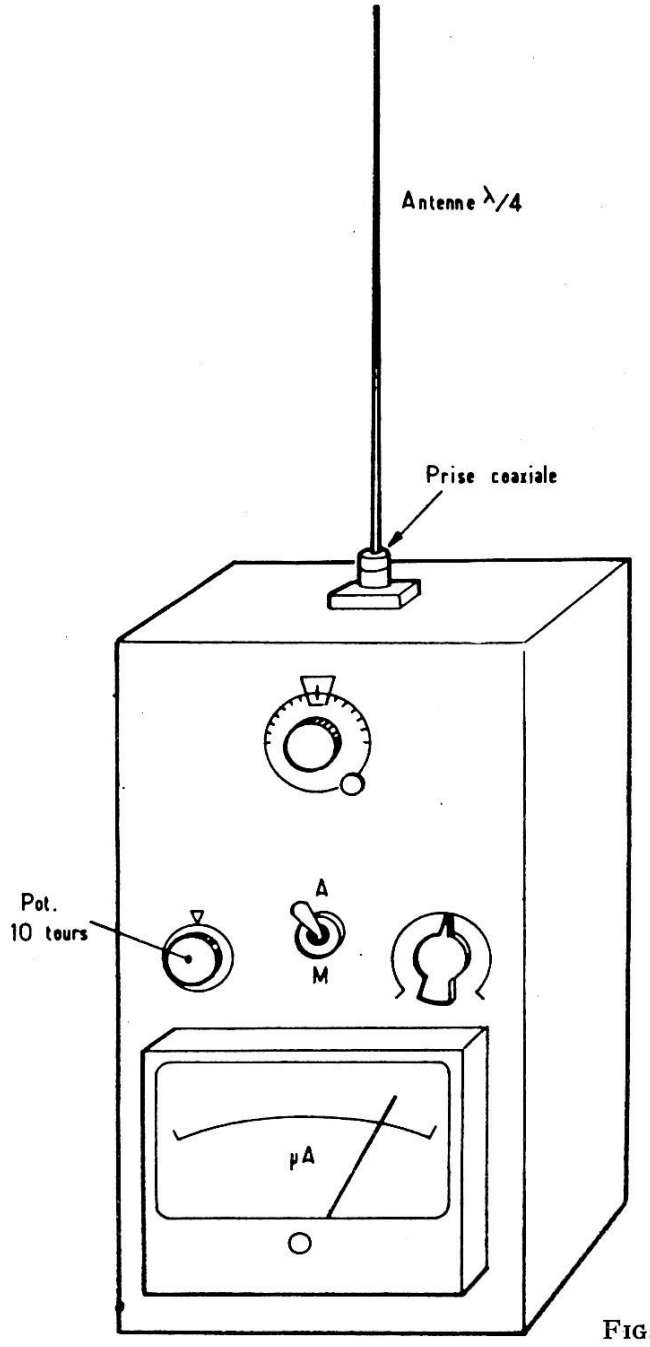


FIG. VI-2

Une diode OA85 (germanium) est soudée directement sur la bobine et le transistor FET d'entrée EC301B est placé très près avec sa

résistance de gate de 4,7 mégohms, ce qui lui confère une très forte impédance d'entrée, qui n'amortit pas du tout le « Q » du circuit oscillant ; le but recherché est donc atteint. Deux résistances de 2,2 kΩ sont utilisées en polarisation de source et charge de drain et la tension de sortie est prélevée sur la source de ce transistor FET.

Une résistance de 270 kΩ est placée en série entre la sortie du premier étage et la gate d'entrée du voltmètre électronique. Tout le fonctionnement de cette chaîne est basé sur le procédé des amplis de type continu.

L'alimentation de l'ensemble est obtenue au moyen d'une simple pile de 4,5 volts insérée dans le coffret de l'appareil et un interrupteur permet de la couper à volonté. Il n'a pas été monté de voyant de marche pour en prolonger la vie pendant de nombreux mois, le courant délivré par cette pile étant extrêmement faible (quelques milliampères seulement).

La présentation du coffret est directement fonction du galvanomètre dont on peut disposer : un coffret de dimensions 220 × 120 × 80 mm (cf. fig. VI-2) convient parfaitement pour un microampèremètre de bonnes dimensions comme cela a été notre cas ! Un CV de très bonne qualité doit être utilisé et sa commande au moyen d'un bouton-cadran à démultiplicateur est recommandé.

Enfin la prise d'antenne doit être à faibles pertes et l'antenne a été réalisée au moyen d'une chute d'antenne en fibre de verre mais un morceau de corde à piano convient parfaitement.

MESUREURS DE CHAMP UTILISANT DES CIRCUITS INTEGRES

Le montage particulièrement simple du mesureur de champ classique (cf. fig. VI-3) a pu évoluer considérablement avec l'apparition des circuits intégrés et notamment des amplificateurs BF faciles à trouver chez les revendeurs de pièces détachées.

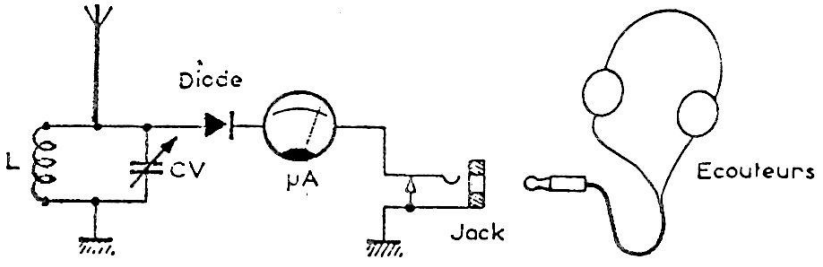


FIG. VI-3

Le mesureur de champ de base est constitué essentiellement d'un simple circuit accordé (L et CV), avec une petite antenne, suivi d'une diode de détection alimentant un micro-ampèremètre, avec la possi-

bilité de contrôler la modulation par un casque ou par un simple écouteur ; la première évolution de ce circuit (cf. fig. VI-4) utilise un circuit intégré SL630 comme amplificateur BF avec écoute sur un petit haut-parleur ; l'alimentation en 9 V de ce mini-récepteur autonome lui permet d'effectuer des mesures de niveaux de champ rayonné par des stations d'amateurs (gamme 144 à 146 MHz), mais également d'écouter le son de la TV, tout en mesurant le champ de cette dernière, d'écouter aussi les avions et le trafic des aéroports aux alentours de 125 à 130 MHz.

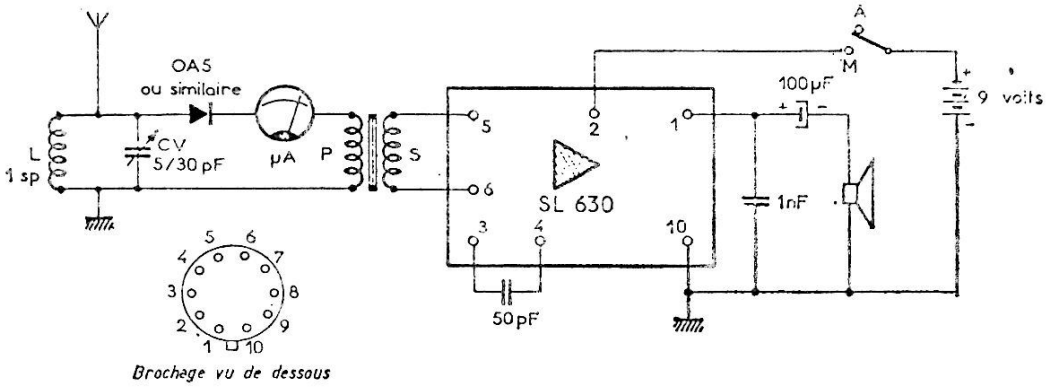


Fig. VI-4

La choix du circuit oscillant (L : 1 spire de fil 12/10 mm, diamètre 15 mm et CV : 5 à 30 pF) permet de faire varier la fréquence de résonance de 120 à 190 MHz, ce qui couvre : le trafic aviation, la gamme amateur 144-146 MHz et... le canal TV à 187 MHz. Bien sûr, la sensibilité d'un tel récepteur est loin d'être comparable à celle d'un récepteur conventionnel ou même d'un récepteur à super-réaction, mais enfin, si l'on est placé dans de bonnes conditions, on ne rencontrera pas de difficultés pour entendre ces trois types d'émissions.

Le montage du circuit intégré est des plus simples et ne pose aucun problème. Une capacité de faible valeur (de 50 à 100 pF) sera montée entre les broches 3 et 4 afin de limiter la bande de fréquences BF et d'éviter les oscillations parasites. L'entrée sur le circuit intégré se fait en différentiel au moyen d'un transformateur d'impédance, miniature (moins d'un cm^3), l'impédance la plus élevée étant au secondaire. Une capacité de 1 nF découple la sortie qui va vers le haut-parleur (impédance de 10 à 50 Ω) par une capacité de 100 µF.

La présentation de ce petit mesureur de champ (cf. fig. IV-5) montre un coffret de dimensions réduites (120 × 70 × 40 mm) surmonté d'une prise coaxiale pour le branchement de l'antenne *télesco-*

pique, un microampèremètre (déviation totale de 120 µA) de type vu-mètre, encastré, la commande du CV avec son cadran, un interrupteur miniature pour la mise en marche et l'arrêt, et enfin le cache du haut-parleur.

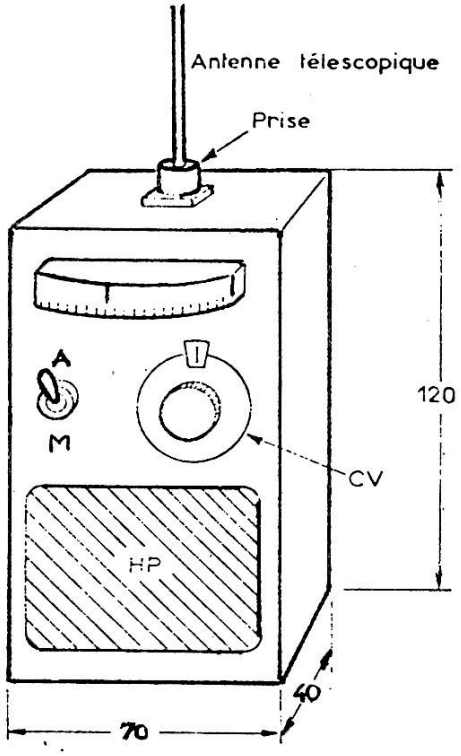


FIG. VI-5

Très utile pour le réglage des émetteurs 144 MHz et le lobe de rayonnement des aériens, ce mini-récepteur VHF aura sa place dans la poche ou dans la boîte à gants de la voiture, pour écouter certaines stations amateurs voisines, le trafic aviation régional et enfin le son de la TV.

Mesureur de champ plus perfectionné de type différentiel

Ce deuxième mesureur de champ est caractérisé par une sensibilité plus importante que celle du précédent modèle, et par un dispositif différentiel beaucoup plus sensible aux tensions de déséquilibre. Là encore, une amplification BF « intégrée » permettra l'écoute des stations dont on cherchera à mesurer le champ rayonné.

Le schéma de ce montage (cf. fig. VI-6) et sa présentation sous forme d'un coffret métallique de dimensions : 100 × 150 × 40 mm, montre :

1° Un circuit accordé dans la gamme 120 à 190 MHz, semblable au précédent ;

2° Un dispositif en pont, avec tarage pour la mesure du champ ;

3° Une amplification BF pour écoute sur haut-parleur.

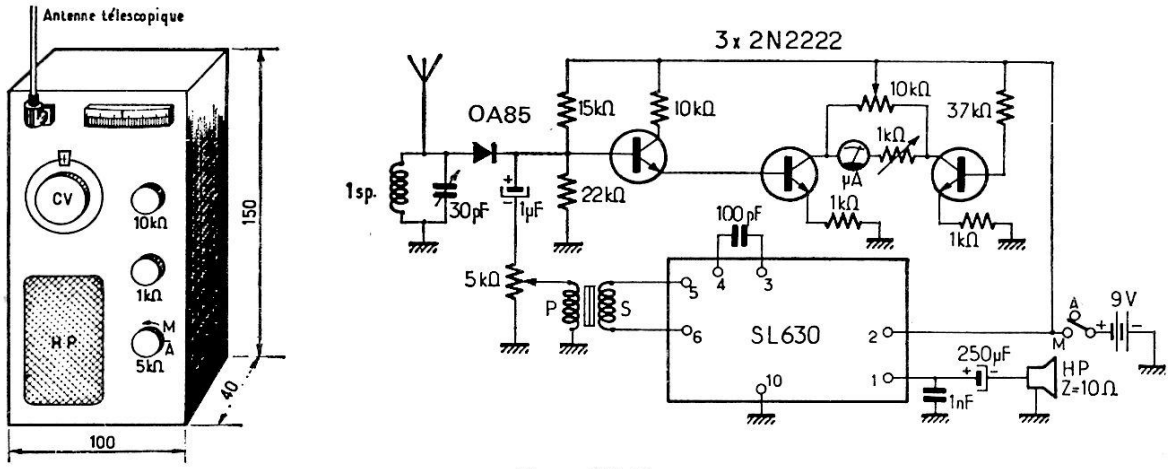


FIG. VI-6

Le circuit accordé L-CV étant accordé sur une fréquence choisie, la diode OA85 (ou similaire) fournit une tension positive par rapport à la masse, modulée suivant la modulation de l'émetteur reçu ; cette composante continue est appliquée à la base d'un transistor 2N2222 (boîtier TO18) dont la base est polarisée par un pont de résistances (15 kΩ + 22 kΩ). Ce transistor est monté en résistance variable dans l'alimentation de la base d'un autre 2N2222 ; ce dernier, associé à un troisième de même type, constitue un pont, qui est équilibré au moyen d'un potentiomètre bobiné de 10 kΩ et qui sert de charge de collecteur aux deux transistors du pont. En jouant sur la position du curseur, on fait varier la charge de l'un et de l'autre transistor (en diminuant l'une on augmente l'autre et vice versa) et l'on peut donc obtenir une position d'équilibre pour laquelle la tension continue est rigoureusement nulle entre les deux collecteurs, équilibre vérifié au moyen du micro-ampèremètre (120 µA de déviation totale) qui se place au zéro.

Afin de protéger cet appareil de mesure, il a été prévu de le monter en série avec une résistance variable de 1 kΩ que l'on diminuera progressivement au fur et à mesure que le zéro de l'aiguille se rapprochera. Ainsi, l'antenne étant débranchée, il sera possible d'obtenir un équilibre parfait (aiguille au zéro) la résistance de 1 kΩ étant alors nulle (sensibilité maximale). A ce moment, si l'on branche l'antenne le signal détecté par la diode sera appliqué à la base du

premier 2N2222 qui se débloquera de plus en plus et d'autant plus que la tension détectée sera elle-même plus importante ; il s'ensuivra que le 2N2222 du pont se déséquilibrera d'autant plus que la résistance insérée dans sa base (c'est-à-dire le premier 2N2222) sera faible et le courant de déséquilibre sera mesuré par le micro-ampèremètre ; à noter qu'une résistance fixe de 15 kΩ est montée en série avec le 2N2222 de commande afin d'éviter la détérioration du transistor de la première moitié du pont, pour des tensions détectées par trop élevées.

La sensibilité aux champs incidents est élevée, car l'effet d'amplification des transistors intervient pour une large part.

En ce qui concerne l'amplification BF pour l'écoute sur HP, une capacité de 1 µF environ prélève le signal détecté à la sortie de la diode, puis l'applique à un potentiomètre de 5 kΩ qui sert de contrôle de gain.

Le curseur de ce potentiomètre alimente le primaire à impédance faible du transformateur de liaison, dont le secondaire, à impédance élevée, excite en symétrique les bornes 5 et 6 du circuit intégré SL630. Le montage de ce dernier est identique à celui du précédent, mais il est conseillé d'alimenter le HP par une capacité de 250 µF ou plus et d'utiliser un HP d'impédance plus faible (10 à 15 Ω sont conseillés).

Un interrupteur marche-arrêt, associé au potentiomètre de gain BF permettra de couper la pile incorporée (de 9 V) lorsque ce récepteur miniaturisé ne sera pas utilisé.

A noter que le gain en circuit ouvert du circuit intégré est considérable, car il est constitué de plus de dix étages d'amplification montés en cascade et il suffit d'appliquer la pointe d'un tournevis sur l'une des entrées non raccordée au transfo pour entendre parfaitement le son de Paris-Inter (émetteur parisien) ou celui de la TV si l'on est en vue de la tour Eiffel ! La borne antenne, obtenue au moyen d'une prise coaxiale coudée, permet de monter la totalité de ce récepteur sur une plaque métallique qu'il suffira de poser et de visser sur un coffret standard, lui aussi métallique, facile à trouver dans le commerce.

Le courant de repos du circuit intégré est de l'ordre de 10 mA ; pourra monter à 50 ou 60 mA pour des réceptions fortes.

Mesureur de champ ultra-sensible associé à un récepteur

Ce troisième mesureur de champ est caractérisé par une sensibilité encore plus poussée, et par une meilleure écoute sur haut-parleur ; il peut être utilisé pour suivre des émissions même lointaines avec des conditions d'écoute très acceptables ; l'amplification BF, uti-

lisant deux circuits intégrés, peut fournir 2 W BF avec un taux de distorsion inférieur à 0,5 % ; une écoute très confortable sera associée à une mesure du champ de l'émetteur reçu.

La présentation de cet appareil de mesure (cf. fig. VI-7) montre un coffret métallique de dimensions : 120 × 200 × 130 mm, avec sur la face avant :

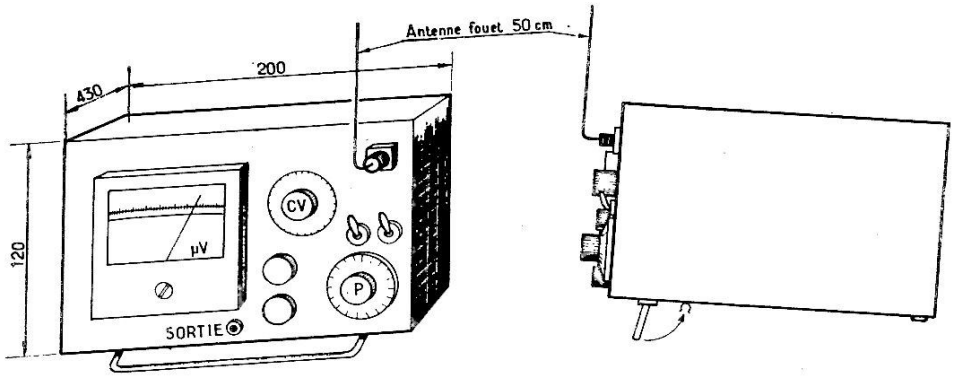


FIG. VI-7

— un microampèremètre de 30 µA de déviation totale ;

— une prise coaxiale pour brancher l'antenne ;

— la commande du CV (commande graduée) ;

— un potentiomètre de gain BF ;

— un potentiomètre de sensibilité ;

— un potentiomètre dix tours avec sa commande démultipliée avec blocage ;

— un interrupteur miniature marche-arrêt ;

— un interrupteur miniature à trois positions (trois fonctions) ;

— une prise de jack miniature pour écoute à distance silencieuse.

Sous le coffret, un pied escamotable permet d'incliner le coffret ou de le poser horizontalement lorsque ce pied est replié (cf. fig. VI-7).

Les trois fonctions de cet appareil de mesure sont donc les suivantes :

a) Mesureur de champ en silence (pendant une émission amateur par exemple pour vérifier en permanence ce que rayonne l'antenne de la station), et en silence, pour éviter le larsen (retour par le microphone de l'émetteur).

b) Ecoute sans mesure du niveau (écoute de la TV ou de station amateur, ou enfin de trafic aérien).

c) Ecoute et mesure du niveau de champ reçu, simultanément.

Le schéma de ce récepteur (cf. fig. VI-8) laisse apparaître les trois sections :

1° La tête de réception ;

2° L'amplificateur BF ;

3° Le circuit de mesure de champ.

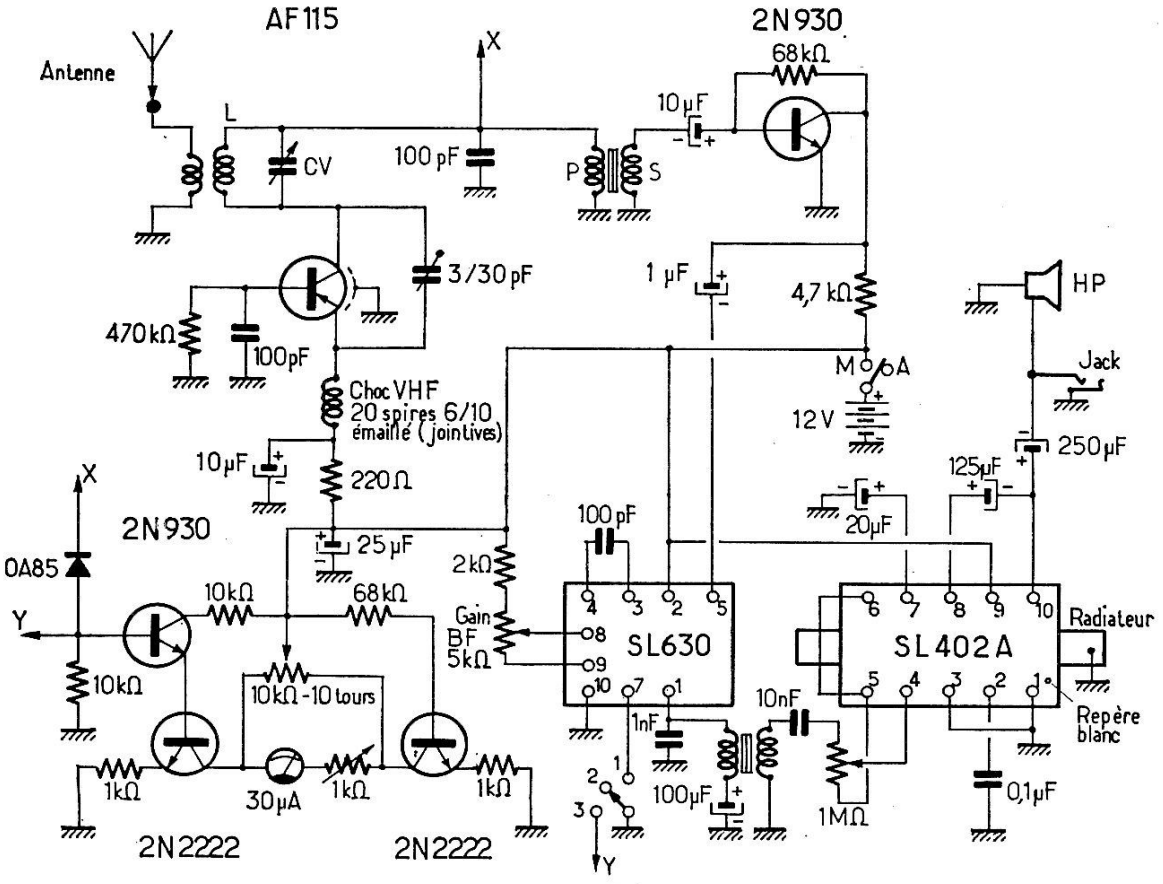


FIG. VI-8

En ce qui concerne la tête de réception, c'est un transistor PNP de type AF115 bien connu et apprécié en VHF pour sa sensibilité et son faible souffle, dans les circuits de réception super-réaction.

Le signal reçu par l'antenne est couplé au circuit d'entrée (L = 1 spire de 12/10 diamètre 15 mm et CV de 30 pF) par une demi-spire ; le transistor AF115 a sa réaction dosée par un condensateur ajustable de 3/30 pF placée entre émetteur et collecteur ; la base est polarisée par 470 kΩ et découplée en HF par 100 pF ; l'émetteur est alimenté par une self de choc VHF (20 spires de fil 6/10 mm émaillé bobine à spires jointives sur un diamètre de 6 mm) et par

une résistance de 220 Ω découplée par 10 µF. La tension BF détectée, découplée par 100 pF alimente le primaire d'un transformateur miniature.

Le secondaire, dont l'impédance est plus basse que celle du primaire, excite la base d'un 2N930/NPN au silicium qui est utilisé en préamplificateur de tension.

La tension de sortie amplifiée est acheminée par une capacité de 1 µF à l'entrée d'un circuit intégré SL630 (dont le brochage a été donné sur la figure VI-4). Le dosage de gain BF est obtenu par un potentiomètre de 5 kΩ linéaire placé entre les bornes 8 et 9 de ce circuit intégré. En fait, la manœuvre de ce potentiomètre fait varier la tension de contrôle automatique de gain appliquée à ce circuit : si cette tension varie entre 0 et 2 V, le gain de l'ampli varie entre 0 et 70 dB.

Pour éviter d'appliquer une tension trop élevée à la borne 8, une résistance de protection de 2 kΩ est insérée avec le potentiomètre. Sur la borne 1 du SL630 à l'impédance d'entrée de SL402A, un petit transformateur BF miniature est utilisé ; le primaire (impédance 10 à 30 Ω) retourne à la masse par une capacité de 100 µF : le secondaire (impédance supérieure à 5 kΩ) alimente un potentiomètre de 1 MΩ par une capacité de 10 nF.

A noter que ce potentiomètre peut être monté à l'arrière du coffret ou même à l'intérieur, car en principe il n'y a plus besoin de le retoucher après la première mise au point.

Le signal de sortie est prélevé sur la borne 10 par un condensateur de 250 µF relié au haut-parleur dont l'impédance conseillée est de 5 Ω.

La puissance disponible peut atteindre 2 ou 3 W avec une très faible distorsion (meilleure que 0,5 %).

Le câblage du SL402A ne pose aucun problème, car les broches sont numérotées de 1 à 10 et le n° 1 porte un repère blanc. D'autre part, ce circuit intégré dispose de deux pattes de fixation percées de trous pour montage d'un radiateur *relié à la masse.*

Le dispositif de mesure de champ ressemble beaucoup au montage vu précédemment : deux transistors 2N2222 sont montés en pont ; un microampèremètre de 30 ou 50 µA de déviation totale, avec une résistance variable de 1 ou 2 kΩ en série comme réserve de sensibilité et comme protection, lors du tarage au moyen d'un potentiomètre bobiné de 10 kΩ (modèle dix tours).

Ce potentiomètre de tarage appelle quelques commentaires, car il est important de lui apporter beaucoup de soins. Avec un simple potentiomètre à un seul tour, il n'est pas possible de doser l'équilibre avec suffisamment de précision. Par contre, avec un potentiomètre à

dix tours, cela est possible. Associé à ce potentiomètre professionnel, un bouton spécial à affichage chiffres et blocage en position, permet de soigner particulièrement ce tarage. Lorsque ce dernier est atteint, il est bon d'augmenter la sensibilité du mesureur de champ en jouant sur la résistance variable de 1 kΩ montée en série avec le microampèremètre. La tension de commande qui permet le déblocage du 2N930 inséré dans l'une des branches du pont, est prélevée au moyen d'une diode à la sortie « X » de la tête de direction. Le sens de cette diode est à déterminer de telle sorte que ce soit seulement les impulsions positives qui excitent la base de l'étage 2N930.

Un interrupteur miniature permet de couper la batterie de 12 V, et un second interrupteur à trois positions donne les fonctions suivantes :

— en (1) : il place la borne 7 du SL630 à la masse, ce qui rend silencieux l'amplificateur BF : écoute silencieuse : seule la mesure de champ est obtenue ;

— en (2) : position libre : écoute normale et mesure du champ ;

— en (3) : la mise à la masse du point « Y » qui bloque le 2N930 du pont de mesure ; ainsi : pas de mesure de champ, mais seulement écoute normale et confortable des émissions radio.

Un jack permet le branchement d'un écouteur individuel ou celui d'une sortie quelconque vers un autre haut-parleur ou vers un magnétophone ou toute autre utilisation.

Comme la place sur la façade avant est limitée, notamment par l'encombrement du microampèremètre, le haut-parleur a été monté sur la plaque arrière du coffret.

A noter enfin que les circuits intégrés sont de Plessey et qu'il est possible de se les procurer chez Plessey-France ; les autres composants se trouvent aisément chez les différents revendeurs de pièces détachées de Paris ou de province.

LA LIAISON ANTENNE-EMETTEUR REALISATIONS D'UN TOS-METRE ET D'UN CONTROLEUR DE NIVEAU DE SORTIE HF

Il n'est pas inutile de revoir le problème de l'antenne à l'émission et plus particulièrement son adaptation à la sortie de l'émetteur.

Emettre un certain nombre de watts, c'est bien ; mais encore faut-il que cette puissance disponible en sortie d'émetteur soit REELLEMENT rayonnée par l'antenne ; il ne servirait à rien de disposer de 5 ou 10 W, bien modulés pour les gaspiller en pure perte dans le câble de liaison à l'aérien, ce dernier ne rayonnant que 5 à 10 % de cette énergie.

C'est malheureusement trop souvent le cas et bien des amateurs se lamentent sur le mauvais rendement de leur station : on ne les entend pas, et pourtant ils « ont » 10, 20, 50 ou 100 W ! Alors ? En fait ils ont, peu ou prou, et tant bien que mal accordé leur antenne, mais le rendement de cette dernière est catastrophique !

Pour qu'une antenne rayonne bien et pour que son rendement soit satisfaisant, il y a deux conditions à remplir, aussi importantes l'une que l'autre, à savoir :

a) Une bonne adaptation d'impédance.

b) Un taux d'Ondes Stationnaires correct.

L'adaptation des impédances

Nous allons voir ces deux conditions fondamentales.

En ce qui concerne l'adaptation des impédances, il faut considérer l'émetteur comme étant un générateur et l'antenne une utilisation, ou

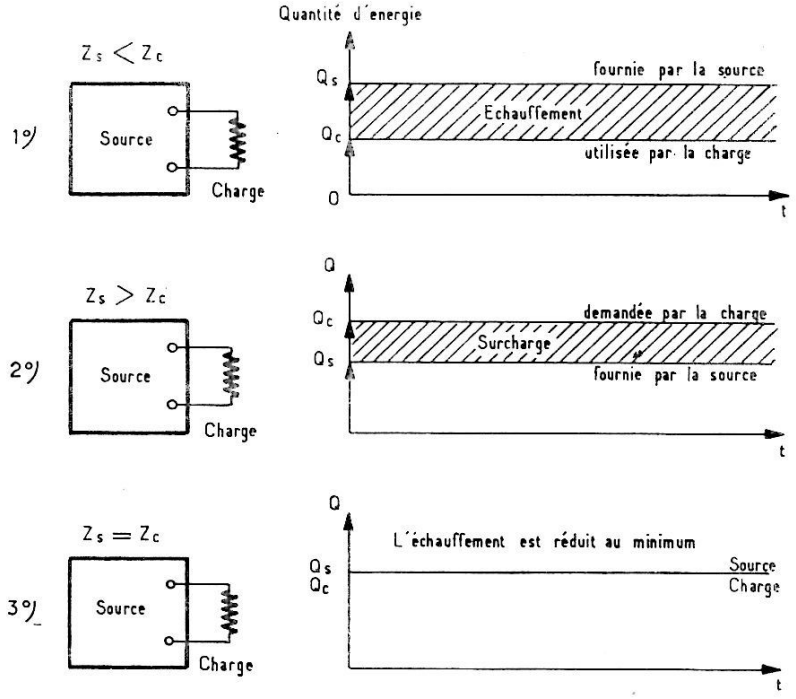


FIG. VI-9

encore une charge, qui utilise l'énergie fournie par le générateur. De même qu'une pile de 4,5 V n'est correctement chargée que par une utilisation nécessitant une tension d'alimentation de 4,5 V de même qu'un amplificateur BF ayant une entrée à basse impédance ne peut être excité que par un micro ou un pick-up basse impédance,

il en est de même pour une sortie d'émetteur qui doit être convenablement chargé par une impédance semblable à celle qui lui est propre ; si l'impédance de la source est plus faible que celle de l'utilisation, il y a une mauvaise charge et c'est également vrai si l'impédance de la source est plus forte que celle de la charge. Trois cas peuvent se présenter (cf. fig. VI-9) :

— 1er *cas :* La source a une impédance plus faible que celle de la charge ; dans ce cas, la charge ne dissipe qu'une partie seulement de l'énergie fournie par la source ; l'énergie restant, ne pouvant être utilisée par la charge, se trouve disponible et dissipée en pure perte par la source, qui chauffe anormalement et dans le cas de circuits à transistors, cela risque de détériorer gravement le circuit de sortie (étage final en l'occurrence).

— 2e *cas :* La source a une impédance plus forte que celle de la charge ; dans ce cas, la charge demande à la source une énergie plus forte qu'elle ne peut lui en fournir, c'est en quelque sorte un court-circuit et il y a risque de détérioration de la source, non plus en lui faisant dissiper l'énergie produite non utilisée par la charge, mais au contraire en lui faisant produire une quantité d'énergie supérieure à celle qu'elle peut normalement produire. Il y a, là encore, risque de détérioration.

— 3e *cas :* La source a une impédance égale ou très proche de celle de la charge, et dans ce cas, la charge dissipe une énergie égale à celle qui est produite, ni plus, ni moins, et il y a une adaptation correcte de la charge à la source.

A noter que lorsque l'on coupe l'antenne, l'émetteur continuant à travailler, la charge devient nulle et toute l'énergie produite par l'émetteur, n'étant plus évacuée par la charge, se transforme en chaleur : d'où un risque de détérioration de l'étage final ; de même, si l'antenne est mise en court-circuit, la charge devient infinie (ou presque) et l'émetteur se voit demander une quantité d'énergie telle qu'il se détériore comme c'est le cas dans le 2 , le 1er cas ayant comme cas particulier celui de la coupure accidentelle d'antenne.

Lorsque l'on utilise des circuits d'émission à tubes, le danger de destruction du final est moindre qu'avec des émetteurs transistorisés qui ne supportent pas (ou très mal) les variations brutales de charge et c'est la raison pour laquelle il faut être prudent avec les émetteurs à semi-conducteurs en ce qui concerne leur raccordement à l'antenne.

Liaison émetteur-antenne

Ce raccordement, en fait, est constitué par la somme de deux raccordements (cf. fig. VI-10) :

— le premier est celui de la sortie d'émetteur au câble de liaison (feeder — coaxial — ou descente simple d'antenne) ;

— le second est celui de la liaison de ce câble à l'antenne proprement dite.

Le problème est le même dans ces deux cas, car pour le premier, c'est l'émetteur qui est la source et le câble qui est la charge, alors que pour le second, c'est le câble qui est la source et l'antenne qui est la charge.

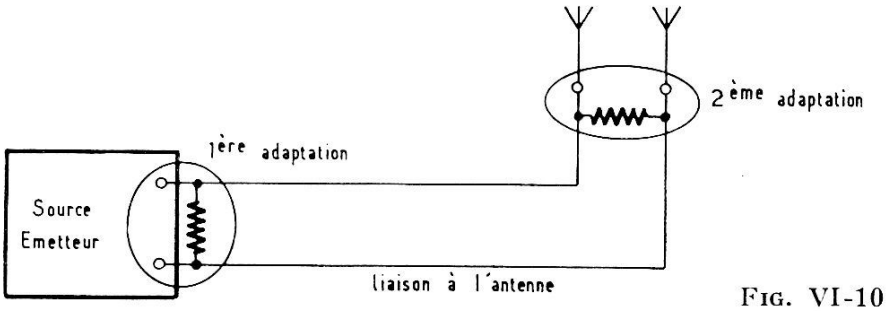


FIG. VI-10

L'impédance de l'émetteur doit être correctement adaptée à l'impédance du câble et celle de ce dernier doit convenir à l'impédance de l'antenne.

Prenons un exemple : dans le cas d'une antenne doublet (cf. fig. VI-11), constituée par deux quarts d'onde, séparés par un isolateur pyrex avec une descente en twin lead, l'impédance de l'antenne est de

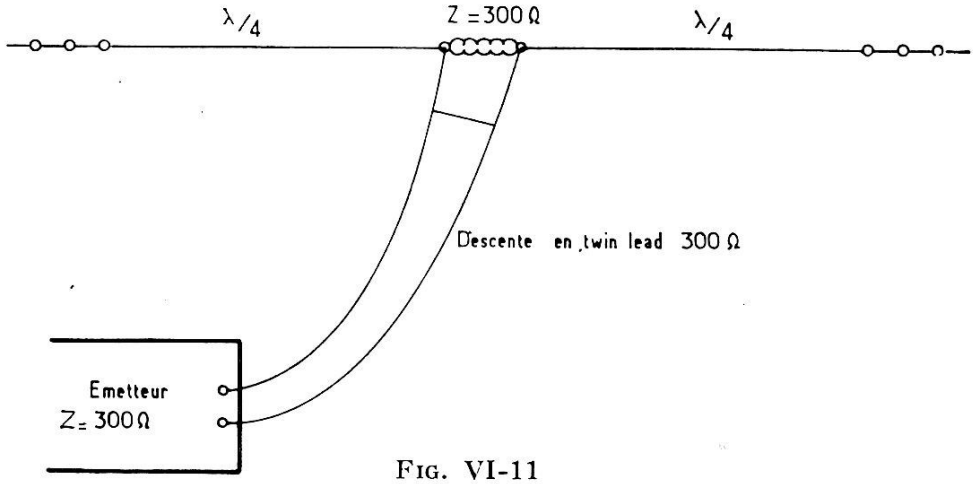


FIG. VI-11

300 Ω, celle du twin lead est aussi de 300 Ω, et il est nécessaire de disposer d'une impédance de sortie d'émetteur de 300 Ω ; dans ce cas, les deux adaptations sont correctes et le rendement de l'aérien sera optimal.

En fait, le problème des adaptations d'impédances se pose avec plus d'acuité à la sortie d'émetteur qu'à la liaison entre le câble (coaxial — feeder — ou descente) et l'antenne, car les antennes proprement dites sont décrites et les amateurs les réalisent suivant les indications fournies par les revues ou les traités, mais par contre, il n'en est pas de même pour le circuit de sortie d'antenne (sortie de l'émetteur) car, en fonction du réglage du circuit oscillant de sortie, l'impédance de sortie de l'émetteur varie, et il y a généralement une mauvaise adaptation, d'où un mauvais rendement aérien qui, pourtant, promettait bien des avantages ! Pour résoudre ce problème, sans faire appel à des moyens de mesures complexes (et onéreux) sans pour

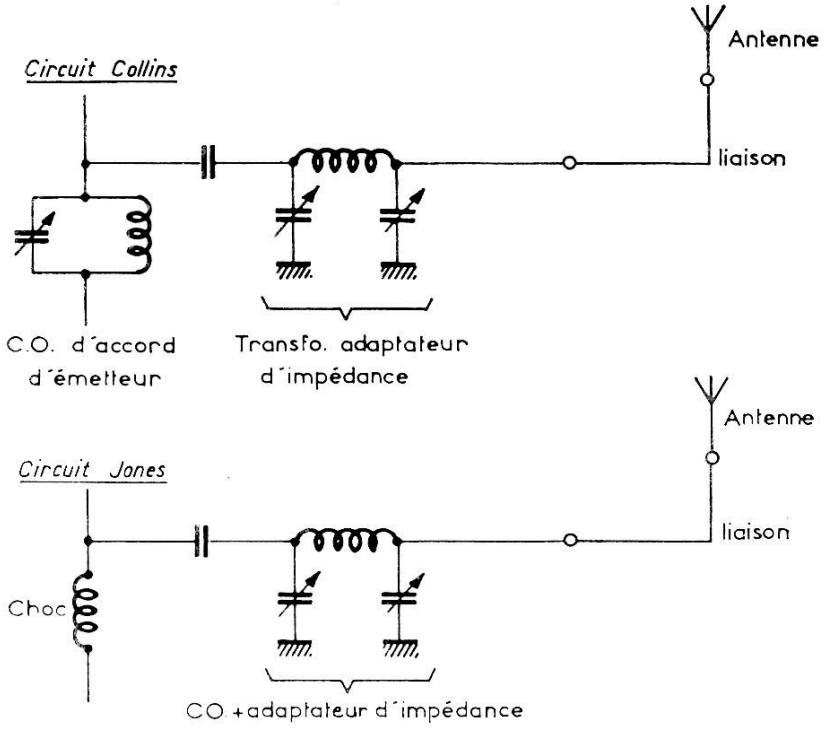


FIG. VI-12

autant sacrifier au rendement il a été mis au point un circuit d'accord, appelé circuit Collins, ou sa variante : le circuit Jones ; ces deux types d'accord ont vu le jour pendant la seconde guerre mondiale, avec les émetteurs parachutés à la Résistance française ; en effet, ces émetteurs devaient fonctionner dans des greniers, avec des antennes de fortune, accordées tant bien que mal et devant, pourtant, et ceci avec des puissances réduites, être entendus de Londres. Ce type de circuits n'est autre qu'un transformateur d'impédances, avec un primaire excité par l'émetteur et un secondaire alimentant l'antenne ;

ce transformateur d'impédances est à rapport de transformation variable et suivant l'accord du primaire et celui du secondaire, on obtient le rapport correct, ce qui correspond à l'adaptation optimale recherchée : dans ce cas, le rendement est satisfaisant.

Le circuit Collins (cf. fig. VI-12) et sa variante permet donc d'accorder au mieux la sortie d'émetteur utilisée.

Le circuit Jones

Le circuit Jones, n'est en fait qu'une simplification du circuit Collins, en supprimant le circuit accordé de final de l'émetteur et en le remplaçant par une self de choc, le filtre en pi (transformateur d'impédances étant alors utilisé à la fois, comme CO de sortie et comme adaptateur d'impédances).

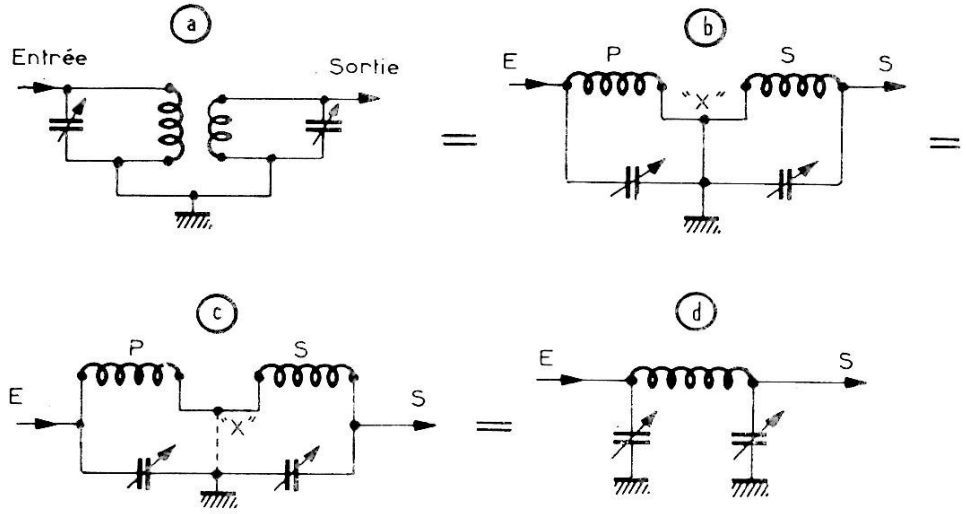


FIG. VI-13

L'explication de la conception de ce filtre en pi (cf. fig. VI-13) est simple ; si l'on considère un transformateur avec un primaire alimenté par l'émetteur, et un secondaire alimentant l'antenne, figure (a), on a bien la configuration d'un transformateur classique ; comme il y a couplage entre le primaire et le secondaire, il peut être dessiné suivant (b), et ceci sans rien modifier ; il est alors possible de supprimer le point de raccordement du point commun aux deux enroulements et la masse : en effet, lorsque l'adaptation des impédances est optimale, ce point commun est au potentiel de la masse et il n'y a donc pas besoin de le réunir à la masse, ce fil ne servant à rien, on a alors la configuration (c), elle même tout à fait analogue au dessin

final et classique du filtre en pi figure (d) qui est des plus connus ; ainsi donc, ce transformateur d'impédances, est bien un transformateur, mais qui peut, en jouant sur l'accord des deux CV, celui du primaire et celui du secondaire, avoir tous les rapports de transformation possible, et c'est là, la raison de la suppression du fil de mise à la masse du point « x » ; pour le réglage des deux CV, il suffira de jouer sur le premier (primaire) en observant un mesureur de champ, par exemple, puis de jouer sur le second, jusqu'à obtention du maximum de champ rayonné par l'antenne, puis de retoucher légèrement au premier ; ainsi par touches successives, on en arrive à accorder au mieux ce merveilleux circuit adaptateur d'impédances qui équipe la majorité des émetteurs des stations tant amateurs que professionnelles !

Le TOS

En ce qui concerne le Taux d'Ondes Stationnaires (ou encore TOS) on peut le définir comme étant le pourcentage d'énergie refoulée par l'antenne proprement dite vers le câble de liaison ; cela revient à dire que l'antenne n'accepte qu'une partie seulement de l'énergie qui lui est fournie par le câble d'alimentation en provenance de l'émetteur, et que la partie refoulée par l'antenne, ne pouvant être rayonnée par cette dernière est redonnée aux feeders d'alimentation, dans lesquels il se forme des Ondes Stationnaires, préjudiciables au bon rendement de la station et ceci pour deux raisons, la première tient au fait que la quantité d'énergie acceptée par l'antenne étant plus faible, le rendement effectif baisse ; c'est une question simple de rendement ; la seconde raison est liée au fait que s'il y a des Ondes Stationnaires dans le câble de liaison il y a rayonnement de ces Ondes radio-électriques, dans un plan différent de celui de l'antenne proprement dite, d'où un risque d'interférences entre deux éléments rayonnants : l'antenne en elle-même et son feeder d'alimentation d'autre part.

Ce deux éléments sont cause d'affaiblissement de portée et de création de zones de silence (effets des interférences) et sont par voie de conséquence nocifs.

Pour remédier à cet état de fait, il y a lieu de réduire le TOS au strict minimum ; dans le cas idéal, un TOS de 1 est merveilleux car il implique un rendement de 100 % de l'antenne, mais ce cas est utopique et en règle pratique il est toujours légèrement supérieur ; il est possible d'obtenir un TOS de 1,05 ou 1,07, ce qui correspond à un très bon rendement de l'antenne ; des TOS de 1,5 sont encore acceptables mais pour des cas limites ; des TOS de 2 et plus sont à proscrire !

Le TOS-mètre

Comment connaître et remédier à une mauvaise valeur de TOS ?

Pour connaître la valeur du TOS il est nécessaire de disposer d'un petit appareil de mesure qui détermine la valeur d'énergie réfléchie et par comparaison au signal direct transmis à l'antenne détermine le pourcentage ; cet appareil (cf. fig. VI-14) comporte deux circuits, dont l'un possède une remise à zéro ou un réglage de maximum, pour établir la valeur de référence en mesure « direct » ; le schéma du TOS-mètre est le suivant : intercalé entre l'émetteur et le feeder

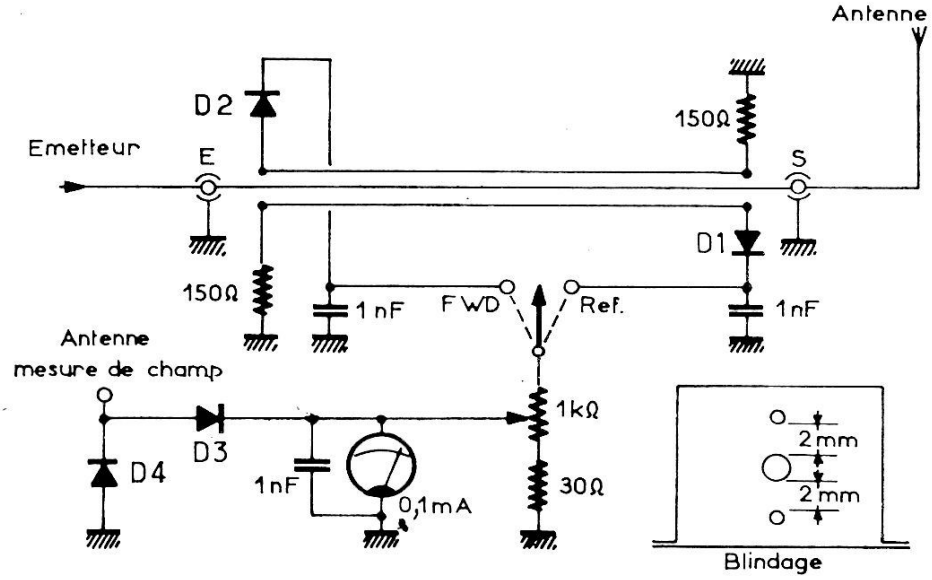


FIG. VI-14

d'alimentation d'antenne est raccordé à la sortie « S » ; deux conducteurs parallèles au conducteur central, mais isolé électriquement de ce dernier, sont disposés diamétralement opposés à une distance de 2 mm du conducteur central (voir sur le croquis) ; un blindage efficace évite tout rayonnement extérieur du dispositif. L'un de ces deux conducteurs parallèles reçoit une faible partie (par induction) de l'énergie transmise à l'antenne (énergie directe), qui est détectée au moyen d'une diode D_1, découplée par une capacité de 1 nF et envoyée à un galvanomètre de déviation totale 100 µA par le truchement d'un potentiomètre de 1 000 Ω qui permet de doser la mesure en « direct », c'est-à-dire obtenir une déviation maximale : on agit sur le potentiomètre de telle sorte que l'aiguille du microampèremètre atteigne exactement le bout de l'échelle, l'inverseur étant sur la position « réf » = référence ; ensuite, il suffit de placer l'inverseur sur l'autre position (FWD = inverse) et de lire la déviation du galvanomètre dans ce cas,

pour lequel c'est l'autre conducteur parallèle qui reçoit l'énergie induite en retour (et non plus en direct comme pour l'autre) ; cette énergie inverse est détectée par la diode D_2, découplée par une capacité de 1 nF et envoyée au galvanomètre par le truchement du potentiomètre précité ; il ne faut surtout pas retoucher au réglage de ce potentiomètre en cours de mesure. Le galvanomètre est lui-même découplé par une capacité de 1 nF ; deux diodes supplémentaires D_3 et D_4 sont utilisées en liaison avec une prise destinée à recevoir une petite antenne de mesureur de champ, afin d'avoir sous la main un moniteur non accordable en fréquence, lorsque le TOS-mètre n'est pas utilisé comme tel, dans une installation.

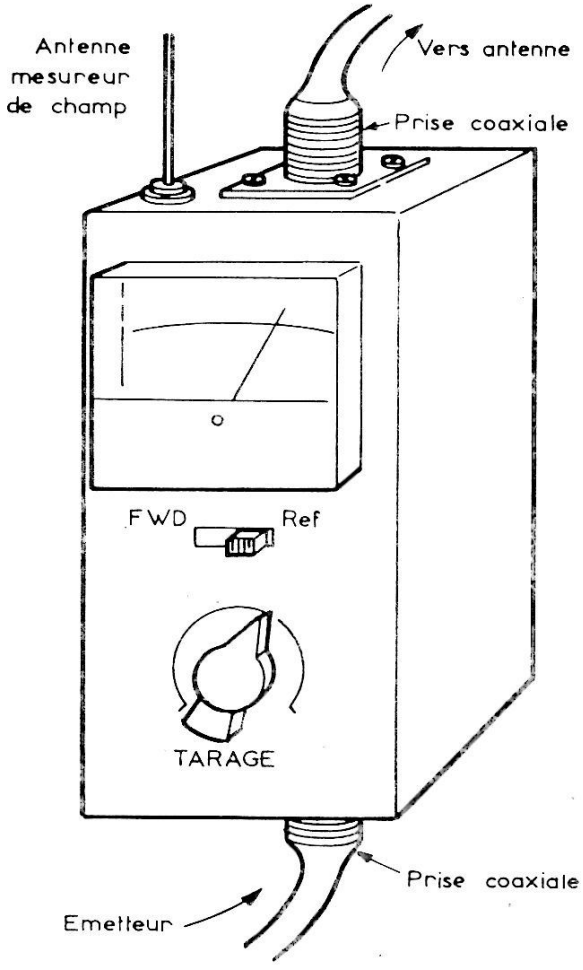


FIG. VI-15

La présentation de ce dernier (cf. fig. VI-15) montre une grande simplicité. Réalisé sous forme d'un petit boîtier de 8 × 12 × 5 cm, pouvant être fixé au mur, recevant par le bas l'alimentation en provenance de l'émetteur et ressortant par le haut, au moyen de prises

coaxiales professionnelles, le feeder d'antenne, un galvanomètre de 100 µA de déviation totale, l'inverseur « direct-inverse » et enfin le potentiomètre de tarage ; une petite antenne de moniteur complète le tout. A noter que, bien que cet appareil ne soit pas accordable en fréquence, il est, en effet, apériodique et fonctionne dans une bande très large (par exemple de 10 à 30 MHz), il ne peut pas être utilisé tel que en VHF, car la longueur des deux conducteurs parallèles doit être calculée en fonction de la bande choisie ; le principe est exactement le même, mais seul le bloc d'induction doit être changé. Les diodes ne sont pas critiques ; elles doivent être (surtout pour D_1 et D_2) du même type et si possible à faible capacité interne : toute diode au germanium ou toute diode au silicium destinée au calcul rapide (série des diodes 1N914) peut convenir ; en fait, lorsque la fréquence varie, il n'est pas impératif de faire de longs et savants calculs pour déter-

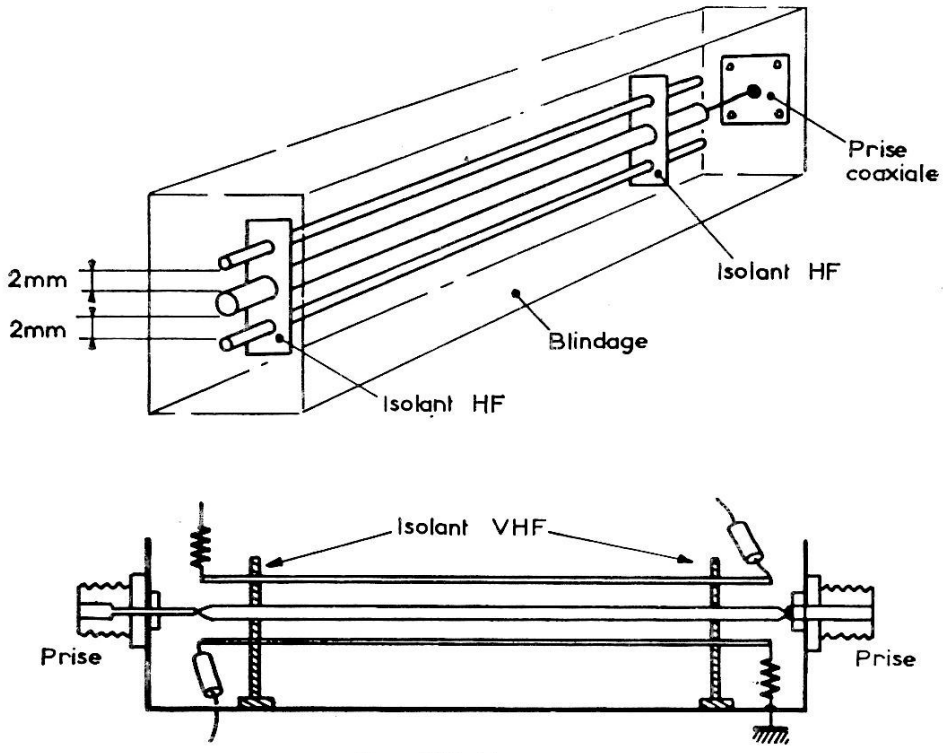


FIG. VI-16

miner la longueur optimale des trois conducteurs, car n'oublions pas que la mesure est une mesure comparative et si une erreur s'introduit sur la mesure directe, elle sera compensée par la mesure en « inverse » et le résultat n'en sera pas entaché pour autant ; en pratique, une longueur de 10 cm est tout à fait satisfaisante et la réalisation de cet ensemble inducteur (cf. fig. VI-16) est relativement simple.

Le contrôleur du niveau de sortie HF

Pour terminer, nous donnons la description d'un petit contrôleur, fort simple, permettant de voir en permanence le niveau de sortie HF d'un émetteur, et ceci quelle que soit la gamme de fréquence ; ce montage (cf. fig. VI-17) comporte une dérivation du signal HF, au moyen des deux résistances R_2 et R_3 qui valent environ 7 500 Ω quant à leur somme et qui forment un pont diviseur ; la tension HF disponible au point x commun aux deux résistances est alors détectée, découplée puis alimente un microampèremètre dont la déviation est proportionnelle au niveau de HF ; une résistance variable R_1 permet de réduire la déviation du galvanomètre si le signal est par trop fort ; pratiquement, pour un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale, R_1 sera choisie égale à 10 000 Ω alors que pour un microampèremètre de 100 µA de déviation totale, ce sera une résistance variable de 20 000 Ω que l'on devra prendre. Comme la perte apportée par ce contrôleur est très faible, il est très intéressant de le laisser en permanence à la sortie de l'émetteur, ce qui présente un excellent moyen de contrôle de niveau. Sa présentation peut être la même que celle du TOS-mètre.

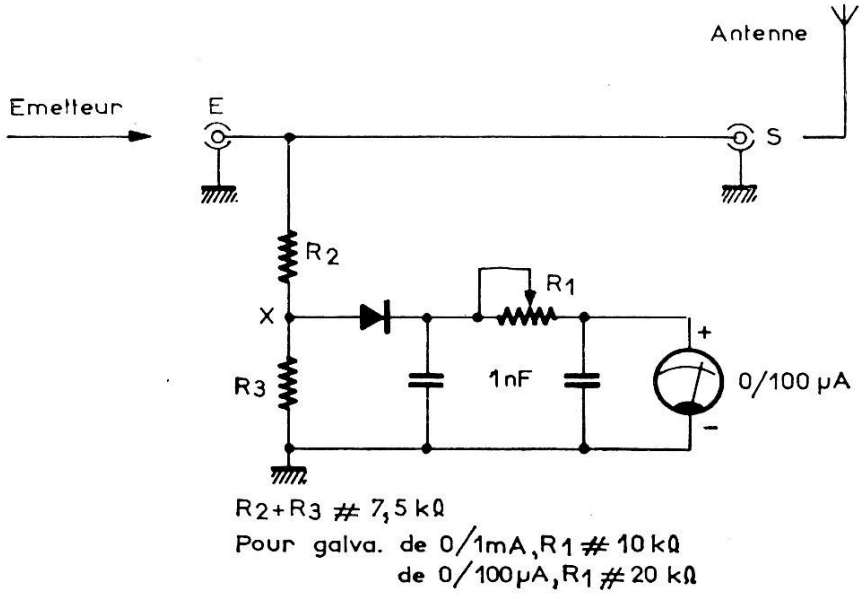


FIG. VI-17

Ainsi équipé, un émetteur bien réglé, chargé correctement quant à son antenne et quant à l'adaptation de celle-ci, aura des performances d'autant meilleures que les réglages auront été parfaits au mieux ; quelques watts, une antenne bien dégagée et un TOS de 1,1 que de beaux QSO, voire de DX, viendront dédommager l'amateur

des quelques heures passées à réaliser ces deux petits instruments qui devraient figurer dans tout QRA !... et qui, du reste, y figurent bien souvent !

UN CAPACIMETRE ET UN FREQUENCEMETRE A TRANSISTORS POUR L'AMATEUR

Au cours de la réalisation d'équipements radio-amateurs, il est utile et parfois indispensable de disposer de moyens de contrôles et de mesures ; point n'est besoin d'appareils de laboratoire complexes et fort onéreux ; par contre, des petits montages, simples et d'utilisation facile, rendent les plus grands services.

Le capacimètre

Il est fréquemment indispensable de connaître la capacité d'un condensateur, or ce n'est pas toujours chose aisée, car si les condensateurs neufs sont correctement marqués, il n'en est plus de même dans le cas de matériels de récupération pour lesquels la qualité peut être de premier ordre (surplus militaires), mais l'identification très difficile. Pour les fortes capacités, l'emploi d'un contrôleur universel disposant d'une échelle graduée en capacité permettra de résoudre le problème ; si l'on dispose d'un Pont de mesures, ce sera également possible, jusqu'à des valeurs de 100 à 200 pF, sans trop de difficultés, par contre, pour des valeurs de 1,5 à 50 pF, c'est-à-dire la gamme des valeurs utilisées dans les circuits accordés HF et VHF, il est parfois impossible de connaître la valeur d'une capacité de récupération ; enfin, une capacité marquée peut avoir évolué avec le temps et la mesure précise de sa nouvelle valeur peut s'avérer utile, et c'est la raison pour laquelle nous avons réalisé un petit capacimètre à transistor permettant la mesure des capacités de 1 pF à 250 pF environ. L'idée du schéma n'est pas nouvelle : un transistor est monté en oscillateur à quartz ; la fréquence de ce dernier importe peu ; elle dépend de ce que l'on a sous la main ou de ce que l'on peut trouver dans le commerce, et à titre indicatif, nous avons utilisé un quartz de 8 MHz, facile à trouver car cette valeur correspond à des quartz de surplus courants et bon marché ! Cet oscillateur à quartz possède un circuit accordé sur la fréquence du quartz (8 MHz dans le cas présent) et un second circuit accordé (L_3 et CV) est couplé au premier par une ligne à basse impédance comportant deux ou trois spires à chaque extrémité ; un circuit de détection composé d'une diode OA85 ou similaire, suivie d'un microampèremètre de 50 à 100 µA de déviation totale sert d'indicateur de mesure ; la mesure d'une capacité inconnue s'opère de la façon suivante : en l'absence de capacité inconnue

(rien n'est branché entre les bornes C_x) on recherche la déviation maximale de l'aiguille du galvanomètre en manœuvrant le CV et pour la position ainsi définie du cadran du CV, on place la valeur 0 pF.

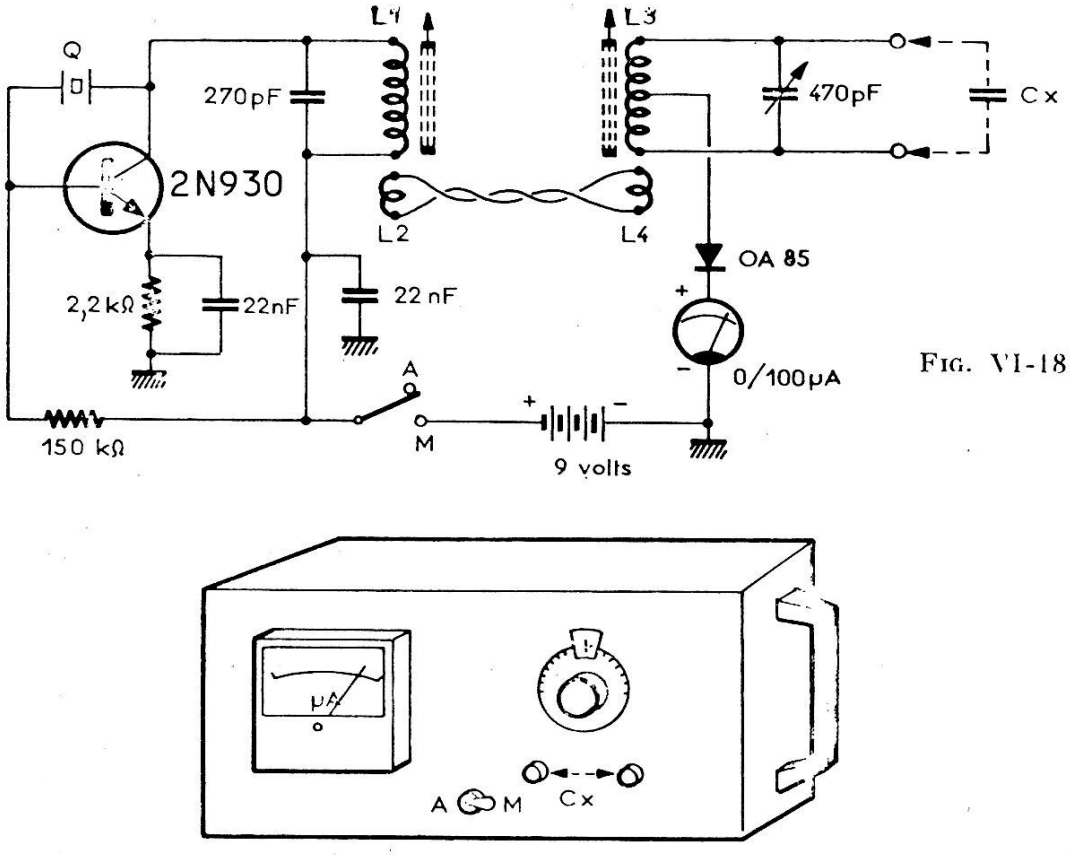


FIG. VI-18

Si l'on place maintenant une capacité inconnue en parallèle avec le CV (en la branchant en C_x), on augmente ainsi la valeur du condensateur placé aux bornes de la bobine L_3 et l'accord n'est plus correct, la déviation du micro-ampèremètre diminue ; il faut donc retoucher au CV pour retrouver l'accord optimal, ce qui revient à diminuer la valeur de la capacité du CV de la valeur de la capacité inconnue C_x ; si C_x fait 5 pF, il a fallu diminuer de 5 pF la valeur du CV pour retrouver l'accord, etc.

Plus la capacité inconnue sera élevée, et plus la valeur du CV devra être diminuée ; il va de soi que la mesure des condensateurs inconnus sera limitée par la valeur du CV ; dans le cas présent, et pour un CV de 470 pF, il est théoriquement possible de mesurer des C_x de 0 à 470 pF, mais en pratique, avec les capacités parasites et résiduelles du montage, il sera difficile de dépasser des valeurs de 250 pF pour C_x, mais le but recherché est complètement atteint.

Pour un quartz de 8 MHz, L_3 aura environ 20 spires de fil 0,6 mm bobinées à spires jointives sur un mandrin Lipa de 8 mm avec noyau plongeur ; la bobine de couplage L_4 sera identique à L_2 (toutes les deux auront 3 spires bobinées du côté froid des bobines L_1 et L_3 ; quant à L_1 elle aura environ 30 spires de ce même fil sur un mandrin Lipa du même modèle.

Une pile de 9 volts (miniature) incorporée dans le coffret assurera l'alimentation de l'appareil. C'est un transistor au Silicium NPN de type 2N930 qui est utilisé, mais le modèle importe peu, car il suffit d'employer un transistor NPN ou PNP qui accepte d'osciller sur la fréquence du quartz disponible. En ce qui concerne le coffret, nous utilisons une boîte de biscuits (fer blanc très facile à découper et à souder) recouverte d'une peinture gris clair ; des inscriptions noires (lettres adhésives) et un vernis de protection complètent l'aspect « professionnel » de ce petit capacimètre. A noter que pour prolonger la vie des piles dans de larges proportions, il n'a été pas prévu de voyant indicateur de fonctionnement.

Un étalonnage préalable devra être effectué en utilisant des capacités connues et neuves si possible afin de transcrire les différentes valeurs de la gamme sur le cadran du CV une fois pour toutes.

Le seul problème qui pourra éventuellement se poser est lié à la possibilité de « décrochage » de l'oscillateur ; en effet, si l'accord du CO (L_1 et C) est trop pointu, il peut arriver qu'en faisant varier l'accord du second CO (L_3 et CV), la charge variant, l'oscillation décroche ; la solution consiste, lors de la mise au point initiale, à régler le premier CO à proximité immédiate de l'accord optimal, mais pas au point exact du maximum, de telle sorte que le point d'oscillation soit éloigné du point de décrochage avec une petite marge de sécurité. Il n'y aura plus à retoucher à ce réglage par la suite ; à noter que cet accord est obtenu en jouant sur la position du noyau plongeur qui sera fixé ensuite avec un point de vernis.

De même, le réglage du second CO sera effectué en plaçant le CV à sa capacité proche du maximum et en jouant sur le second noyau plongeur placé dans L_3 jusqu'à l'obtention de la déviation optimale du galvanomètre et ceci en l'absence de capacité inconnue C_x ; là encore, il n'y aura plus à retoucher à ce réglage.

Le fréquencemètre

Le fréquencemètre simple à lecture directe utilise un seul transistor (2N525 ou similaire) et son alimentation est assurée par une seule pile de 1,5 volt du type bâton.

Il permet la lecture directe de signaux de fréquence BF allant de 200 à 20 000 Hz avec une précision de 1 % environ, ce qui est plus que suffisant pour la mise au point de filtres de télécommande ou de signaux d'appels sélectifs ou autres.

Les tensions appliquées à l'entrée sont transformées en signaux rectangulaires ; la différenciation s'effectue au moyen des condensateurs placés en sortie et montés deux à deux en parallèle ; et la faible

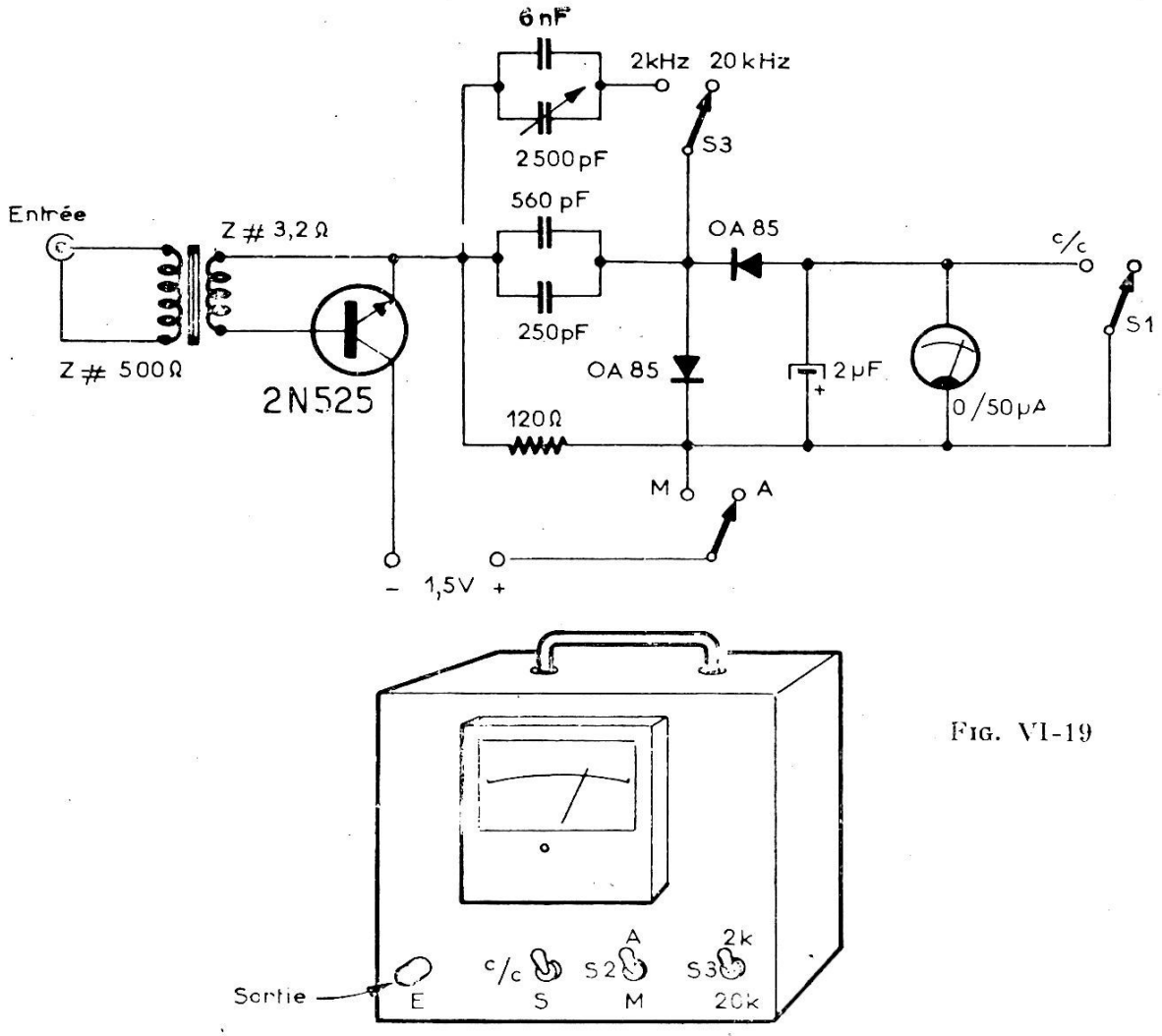


FIG. VI-19

résistance interne du galvanomètre de mesure ; ces impulsions rectangulaires sont ensuite redressées par les deux diodes OA85 ou similaires, et la charge du condensateur de 2 µF et la tension disponible à ses bornes sont proportionnelles à la fréquence des impulsions, correspondant à celles du signal d'entrée. L'appareil de mesure indique donc la tension lue aux bornes de la capacité de 2 µF et la lecture est linéaire.

Le signal injecté à l'entrée de ce petit fréquencemètre doit avoir une amplitude suffisante pour qu'il y ait effectivement des signaux rectangulaires en sortie alors que l'état de saturation est obtenu pour un niveau de 5 volts environ à l'entrée. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 3 000 Ω.

Au moment de procéder à l'étalonnage, il faut disposer de tensions à fréquence connue (utilisation d'un générateur BF étalonné par exemple).

Il faut commuter l'appareil sur la position 20 kHz (agir sur S_3) et appliquer un signal d'entrée de fréquence inférieure à 20 kHz. Agir sur la capacité variable de 250 pF, de telle sorte que l'on obtienne une lecture correspondant à la fréquence appliquée à l'entrée, par exemple 30 µA pour 18 kHz. On constatera que pour les fréquences les plus faibles, les lectures sont légèrement inférieures à la valeur obtenue par extrapolation de lecture linéaire. On pourra y remédier en agissant sur le zéro de l'aiguille du galvanomètre sur la position 0,5 µA.

Commuter ensuite S_3 sur la position 2 kHz et recommencer avec des signaux à fréquences connues ; agir sur le second condensateur variable de 2 500 pF comme il a été fait avec celui de 250 pF, mais dans ce cas il ne faudra pas retoucher au réglage du zéro du galvanomètre.

Comme un galvanomètre de 50 µA et encore si l'on pouvait disposer d'un micro-ampèremètre encore plus sensible, ce serait encore mieux) est assez fragile, il est bon de le court-circuiter au moyen de S_1 en l'absence de mesure, et même éventuellement il sera possible, pour ne pas dire conseillé de monter un bouton-poussoir qui supprimera ce court-circuit de protection du cadre mobile, juste au moment de la mesure ; c'est facultatif.

Les condensateurs variables de 250 pF et 2 500 pF ne servent qu'à l'étalonnage de l'appareil et il est conseillé d'employer, non pas des CV à lames mobiles et axe de commande mais des trimmers ajustables que l'on bloquera au vernis après avoir procédé à l'étalonnage initial.

A noter que ces valeurs sont données à titre indicatif, et comme la tension lue aux bornes de la capacité de 2 µF est d'autant plus grande que leur capacité est elle-même plus forte, il pourra être possible de modifier quelque peu ces valeurs pour des galvanomètres de sensibilité différente.

La présentation sous forme d'un petit coffret, avec poignée de transport, gris clair, avec inscriptions reportées comme il a été vu pour le capacimètre, donne à cet appareil de mesure un aspect des plus

engageants ! La pile est logée à l'intérieur de la boîte-coffret et un interrupteur S_2 permet de la mettre hors service en période de non-fonctionnement et sa durée de vie est de plusieurs années.

UN DIPMETRE A TRANSISTORS FET

Le DIPMETRE est la version transistorisée de l'ancien « grid-dip » à tube ; il permet de déterminer la fréquence de résonance d'un circuit LC, de vérifier le bon fonctionnement d'oscillateurs ou d'étages détecteurs, de déterminer le coefficient de surtension d'une self, etc...

C'est donc un petit instrument des plus utiles !

Un transistor à FET de type 2N3823 (ou similaire) équipe ce « dipmètre » ; alimenté par une simple pile sèche de 9 volts placée dans le coffret, cet appareil de mesure aura une autonomie très large, compte tenu de la faible consommation du montage, à forte impédance d'entrée qui caractérise les transistors à effet de champ.

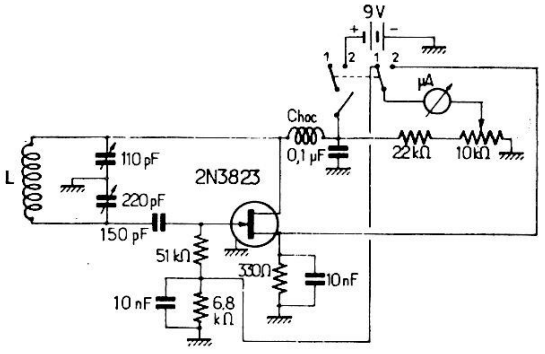


FIG. VI-20

Le schéma (cf. figure VI-20) est celui d'un oscillateur utilisant une bobine L qui sera interchangeable suivant les gammes, un CV à deux cages de valeur inégale (d'un côté 110 pF et de l'autre 220 pF) facile à trouver dans le commerce. Lorsque cet oscillateur est en fonctionnement, toute absorption d'énergie, par couplage de la bobine L à un circuit extérieur à mesurer, fait croître la consommation de l'étage et cette variation de consommation est mise en évidence par un milliampèremètre (ou micro-ampèremètre) monté en pont entre la source et le drain du FET. Un interrupteur marche/arrêt permet de couper l'alimentation de la pile ; cet interrupteur est incorporé dans le potentiomètre de 10 kΩ de tarage ; un inverseur à deux positions permet d'utiliser le diamètre soit en oscillateur pour connaître la fréquence de travail d'un circuit accordé, soit en ondemètre, pour déter-

miner la fréquence de travail et le niveau de sortie d'un oscillateur (ou d'un amplificateur) en fonctionnement. La position « 1 » correspond à l'ondemètre et la position « 2 » correspond à l'oscillateur-dipmètre.

En ondemètre, la détection est opérée grâce à la jonction porte-source comme diode ; une self de choc d'environ 750 µH est placée en série avec l'alimentation du drain, et découplée par une capacité de 0,1 µF ; l'étalonnage de l'appareil pourra se faire par comparaison avec un ondemètre déjà étalonné, ou par rapport à un générateur HF ou par comparaison à des émissions radio dont la fréquence est connue.

Il y aura intérêt à monter un accouplement doux, éventuellement démultiplié sur l'axe de commande du CV à deux cages.

MESUREUR DE PUISSANCE ET D'IMPEDANCE

Cet instrument, simple à construire, et à peu de frais, permet de déterminer la puissance de sortie d'un émetteur ainsi que son impédance et éventuellement de pouvoir y remédier. Son schéma (fig. VI-21) est celui d'un pont diviseur de tension, symétrique, allié à une détection par diode au germanium (OA85 ou similaire) et suivi d'un dispositif de mesure à milliampèremètre (déviation totale pour un courant de 1 mA).

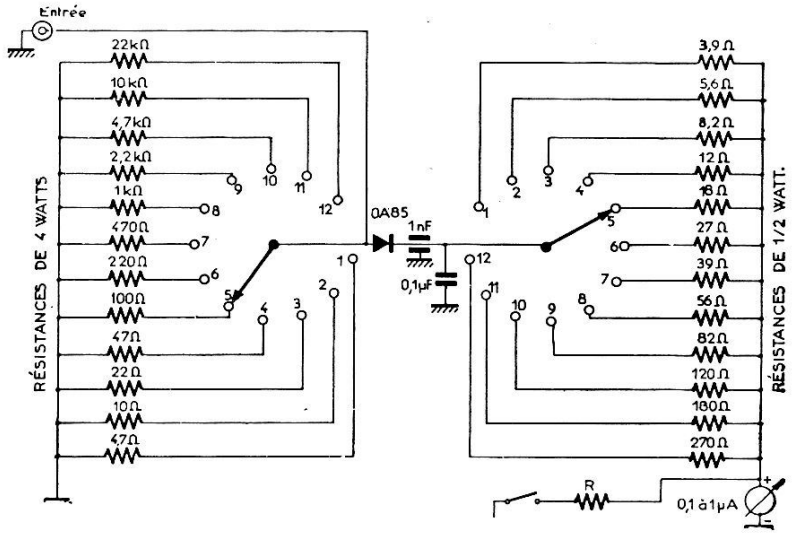


FIG. VI-21

Un commutateur à douze positions et à deux galettes permettra de choisir le bon rapport de division ; les résistances utilisées au primaire seront toutes d'une puissance de 4 watts, non inductives, et celles du secondaire seront simplement du modèle 1/2 watt ; la résistance R montée en parallèle avec le milliampèremètre sera à déterminer de

telle sorte qu'en fonction de la résistance interne de l'appareil de mesure utilisé, la résistance équivalente à l'ensemble (R + résistance du cadre) soit égale à une valeur telle que l'on ait un courant de 1 mA (déviation totale de l'aiguille) pour la puissance maximale à mesurer. Tout dépend donc du milliampèremètre utilisé.

Il sera facile de graduer directement le cadran de l'appareil de mesure en considérant une relation entre le courant traversant son cadre et la puissance effective : en pratique ou pourra s'inspirer du tableau suivant :

à 1 mA = 3 watts ;	à 0,41 mA = 0,50 watt ;
à 0,91 mA = 2,5 watts ;	à 0,29 mA = 0,25 watt ;
à 0,82 mA = 2 watts ;	à 0,18 mA = 0,10 watt ;
à 0,70 mA = 1,5 watt ;	à 0,13 mA = 0,05 watt ;
à 0,57 mA = 1 watt ;	à 0,05 mA = 0.01 watt.
à 0,50 mA = 0,75 watt ;	

La réponse en fréquence est linéaire jusqu'à pratiquement 150 MHz ; il sera donc facile d'employer cet appareil tant en HF (bandes décamétriques) qu'en VHF (bande des deux mètres). Pour déterminer l'impédance de sortie de l'émetteur, il suffira de considérer la position du commutateur telle que l'on obtienne 1,5 watt, pour une tension incidente de l'émetteur nous donnant un courant de 0,707 mA dans le secondaire du double diviseur de tension.

CONTROLE OSCILLOSCOPIQUE ET METHODES DU TRAPEZE

L'utilisation de l'oscilloscope cathodique pour contrôler la qualité de l'émission et celle de la modulation d'amplitude, pose un certain nombre de problèmes qui feront l'objet de ce paragraphe.

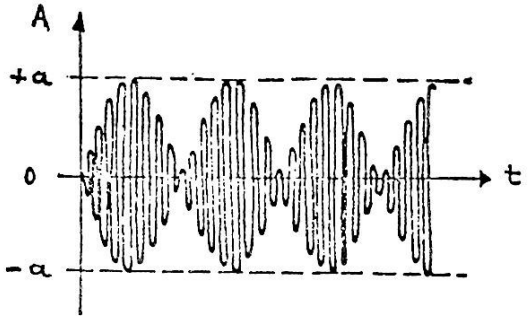


FIG. VI-22

Considérons l'onde porteuse modulée en amplitude à 100 % (figure VI-22) ; elle apparaît comme un signal de fréquence constante (HF) dont l'amplitude varie au rythme de la modulation à fréquence plus basse (BF).

La courbe enveloppe des variations d'amplitude de l'onde porteuse constitue le signal de modulation. Le taux de modulation est important à connaître : modulée à 100 % une émission est parfaitement correcte, mais sous-modulée, son rendement est faible alors que surmodulée elle possède un taux de distorsion élevé et incompatible avec les impératifs d'une transmission correcte. L'allure de l'onde porteuse sous et surmodulée (fig. VI-23 (*a* et *b*) est à comparer à celle d'une modulation à 100 % qu'il est souhaitable d'obtenir.

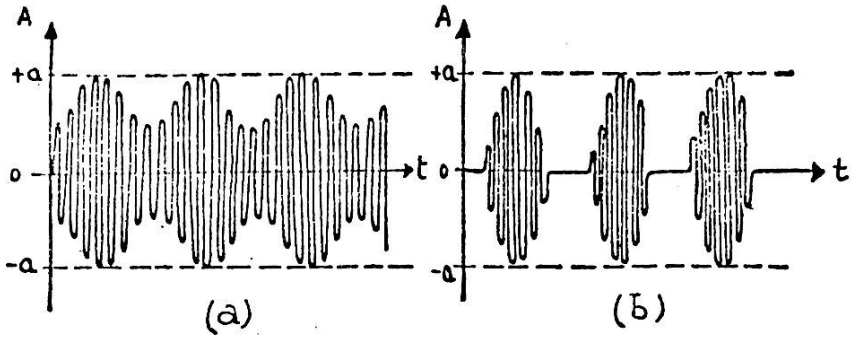


FIG. VI-23

Il est donc utile, voire indispensable, dans certains cas, de connaître avec précision la valeur du taux de modulation ou du moins de voir dans quelles conditions la porteuse est modulée, ce qui revient au même. L'oscilloscope cathodique va pouvoir nous rendre ce service, de deux manières différentes :

a) Procédé permettant la vision directe de la porteuse modulée en amplitude. Cela consiste à voir directement sur l'écran de l'appareil de mesure l'image et l'onde porteuse modulée, image semblable aux figures VI-22 et 23.

Pour ce faire, un montage oscilloscopique simple, sera utilisé ; le balayage provoqué par une tension de 50 Hz prélevée à partir du secteur d'alimentation au moyen de l'une des alimentations de l'émetteur assurera l'effet de stroboscopie électronique dont nous avons déjà parlé.

Comme la fréquence du secteur d'alimentation est sensiblement constante, la fréquence HF de la porteuse de l'image sera fixé et le nombre de sinusoïdes égal au rapport des fréquences :

$$n = f_p/f_b$$

n = nombre de doubles-alternances ;

f_p = fréquence de la porteuse ;

f_b = fréquence du balayage.

Exemple :

Une porteuse à 15 MHz et un balayage à 50 H nous donneront :

$n = 15 \cdot 10^6/50 = 3 \cdot 10^5 = 300\,000$ doubles-alternances.

Ce nombre est évidemment très élevé, mais cela n'a aucune importance, car ce qui importe n'est pas de voir chaque sinusoïde séparément, mais de voir l'onde enveloppe les variations d'amplitude de cette porteuse. Nous verrons donc parfaitement la modulation à basse fréquence, ce qui est important et la porteuse elle-même représentée par un onde lumineuse, mais floue, ce qui importe peu. Mais, par contre, le taux de modulation apparaîtra très clairement identique à ce que nous avons représenté.

Le balayage à 50 Hz étant appliqué aux plaques de déviation horizontale, les plaques de déviation verticale reçoivent le signal HF modulé, image de la porteuse, prélevé sur l'étage amplificateur de puissance de notre émetteur. La figure VI-24 donne le mode de prélèvement de cette tension HF issue du PA au moyen d'une bobine de couplage placée sur le circuit oscillant de sortie de l'émetteur.

Afin d'éviter une perte trop importante de rendement de l'émetteur en prélevant une énergie qui ne sera donc pas transmise à l'antenne d'émission, il est bon d'effectuer un couplage très lâche, qui ne nécessitera qu'une tension très faible, donc une perte minime pour l'émetteur et, au moyen d'une ligne à basse-impédance, de rejoindre l'oscilloscope cathodique où nous trouverons un circuit accordé réglé à la résonance de la porteuse et qui nous donnera une tension relativement élevée, très suffisante pour provoquer la déviation totale du spot en hauteur (fig. VI-24).

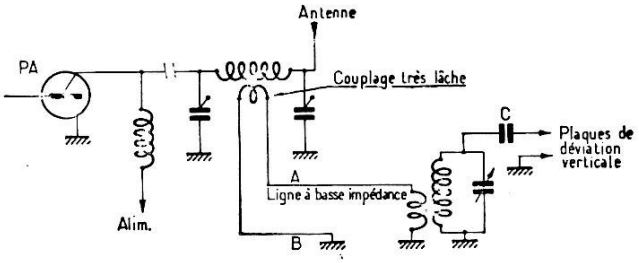


FIG. VI-24

L'ensemble d'observation oscilloscopique sera donc composé du dispositif de couplage bobine (+ CO) et de l'oscilloscope proprement dit. Le schéma en est fort simple et l'alimentation sera prélevée sur l'émetteur lui-même (fig. VI-25).

Cet ensemble de contrôle de modulation permettra les mesures suivantes :

— Taux de modulation : correct,
insuffisant,
trop important ;

— taux d'excitation HF ;

— oscillations parasites, etc.

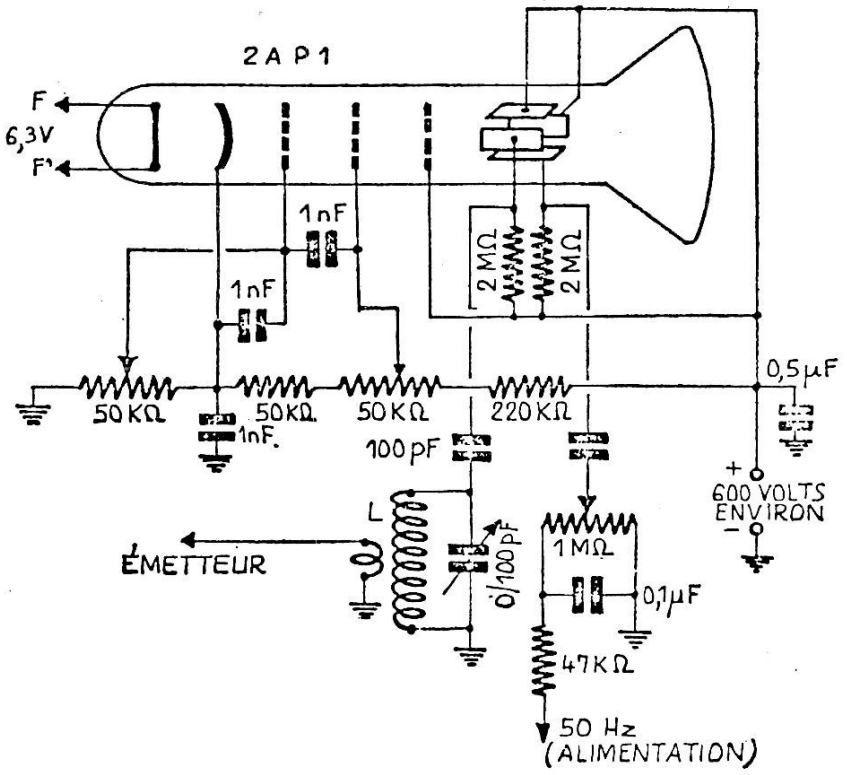


FIG. VI-25

b) Un second procédé, dit du « trapèze », donne une image qui n'est pas celle directe de l'onde porteuse modulée, mais qui est un trapèze qui se déforme suivant les conditions d'émission. C'est donc l'interprétation des figures ainsi obtenues qui nous donnera les précieux renseignements sur la qualité ou les défauts de ce qui est, finalement, rayonné par l'antenne et les causes.

Dans ce cas, le branchement de l'oscilloscope cathodique à l'émetteur est quelque peu différent de ce qu'il était dans le cas précédent et tout particulièrement en ce qui concerne la déviation horizontale.

La déviation verticale est assurée par la haute fréquence elle-même qui est prélevée sur l'étage PA, mais, par contre, le balayage

est obtenu par l'injection sur les plaques de déviation horizontale, du signal de modulation BF lui-même (fig. VI-26). Le reste de l'équipement oscilloscopique est absolument identique.

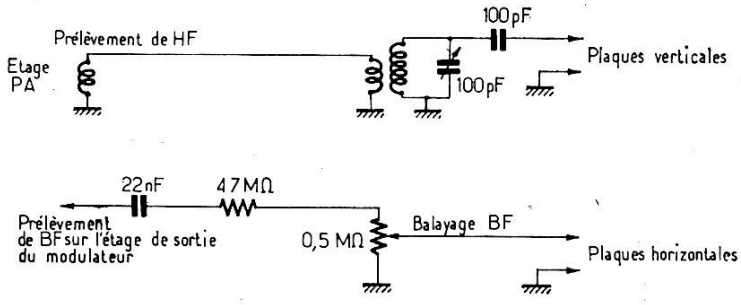


FIG. VI-26

Analysons maintenant les images obtenues par ce moyen. Il est pratiquement quinze possibilités de résultats que nous résumons dans le tableau suivant (fig. VI-27) :

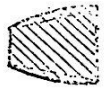
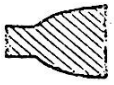
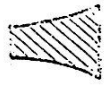
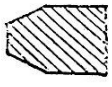
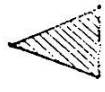
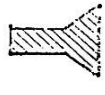
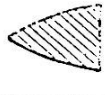
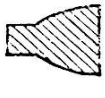
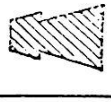
CAUSE	IMAGE	CAUSE	IMAGE
1) Taux de modulation insuffisant		9) Mauvais neutrodynage (+ Réaction)	
2) Excitation insuffisante		10) Excitation H.F excessive	
3) Excitation excessive		11) Excitation excessive	
4) Taux de modulation correct (100%)		12) Taux de distorsion élevé (modulation par G3)	
5) Surmodulation (150%)		13) Distorsion minime (modulation par G3)	
6) Excitation insuffisante		14) Oscillations parasites	
7) Mauvais modulateur		15) Mauvais prélèvement de la BF (balayage)	
8) Réaction du P.A			

FIG. VI-27

Ce procédé ne donne donc pas une image qui soit vraiment celle de la porteuse, mais un graphisme qu'il est plus facile d'analyser et pour lequel les conclusions sont plus diverses. Pour une mesure précise de la qualité de l'émission, ce sera le meilleur montage car le plus complet et le plus précis.

Il est préférable de monter l'équipement oscilloscopique au sein même de l'émetteur et de le faire fonctionner en même temps que l'ensemble émetteur, afin de contrôler en permanence le taux et la qualité de la modulation. Le choix du tube cathodique est fonction des possibilités de stock ou des réserves de l'amateur. La THT, qui est de 500 V environ (jusqu'à 1 000 V) pour les tubes cathodiques de faible diamètre, devra être ajustée au type de tube employé. Il n'y a aucun problème de réalisation ni mécanique ni électrique et seule l'ingéniosité de l'amateur pour monter cet oscilloscope dans le rack même de l'émetteur sera mise à l'épreuve ; les résultats justifieront amplement le temps et la somme minime imposés par cet équipement assurément fort utile !

Aucune règle n'est imposée quant à la présentation de l'ensemble : la disposition du rack émetteur et ses dimensions seront les seuls paramètres pouvant influer sur la disposition mécanique de notre oscilloscope.

UN TESTEUR DE TRANSISTORS

S'il est toujours intéressant de savoir ce que l'on fait et de voir où l'on va, il l'est tout particulièrement dans le domaine de l'électronique ; avec les tubes, le radio-amateur, le radio-électricien comme le technicien de laboratoire utilisent un lampemètre qui a pour but de déterminer si un tube donné est bon, moyen ou mauvais, d'effectuer des mesures sur ledit tube et éventuellement de réaliser des couples de tubes appariés par le simple tri dans un lot de tubes ; avec les semi-conducteurs, il est utile, voire indispensable de disposer d'un moyen, plus ou moins complexe, pour tester, essayer les transistors et les diodes, pour effectuer les mesures et pour, comme pour les tubes, apparier les semi-conducteurs par une méthode de tri.

Il existe, évidemment d'excellents transigraphes de laboratoires qui donnent les meilleurs résultats que l'on peut attendre et en plus tracent sur un écran d'oscilloscope les réseaux de caractéristiques du transistor considéré ; un tel appareil est plus du domaine du laboratoire (en raison de son prix élevé) que de celui du radio-amateur !

Notre but est de montrer un montage à la fois utile et fort bon marché, son utilisation en sera d'autant plus fréquente que son propriétaire en possédera bien la manipulation, qui est d'ailleurs fort

simple. Cet appareil est en quelque sorte un circuit de vérification de transistors, et permettra de mesurer la qualité d'un transistor inconnu, la valeur de son coefficient d'amplification, de déterminer la valeur optimale de sa charge (résistance de collecteur) et enfin d'apparier des transistors en comparant leurs gains respectifs, toutes conditions de fonctionnement égales par ailleurs.

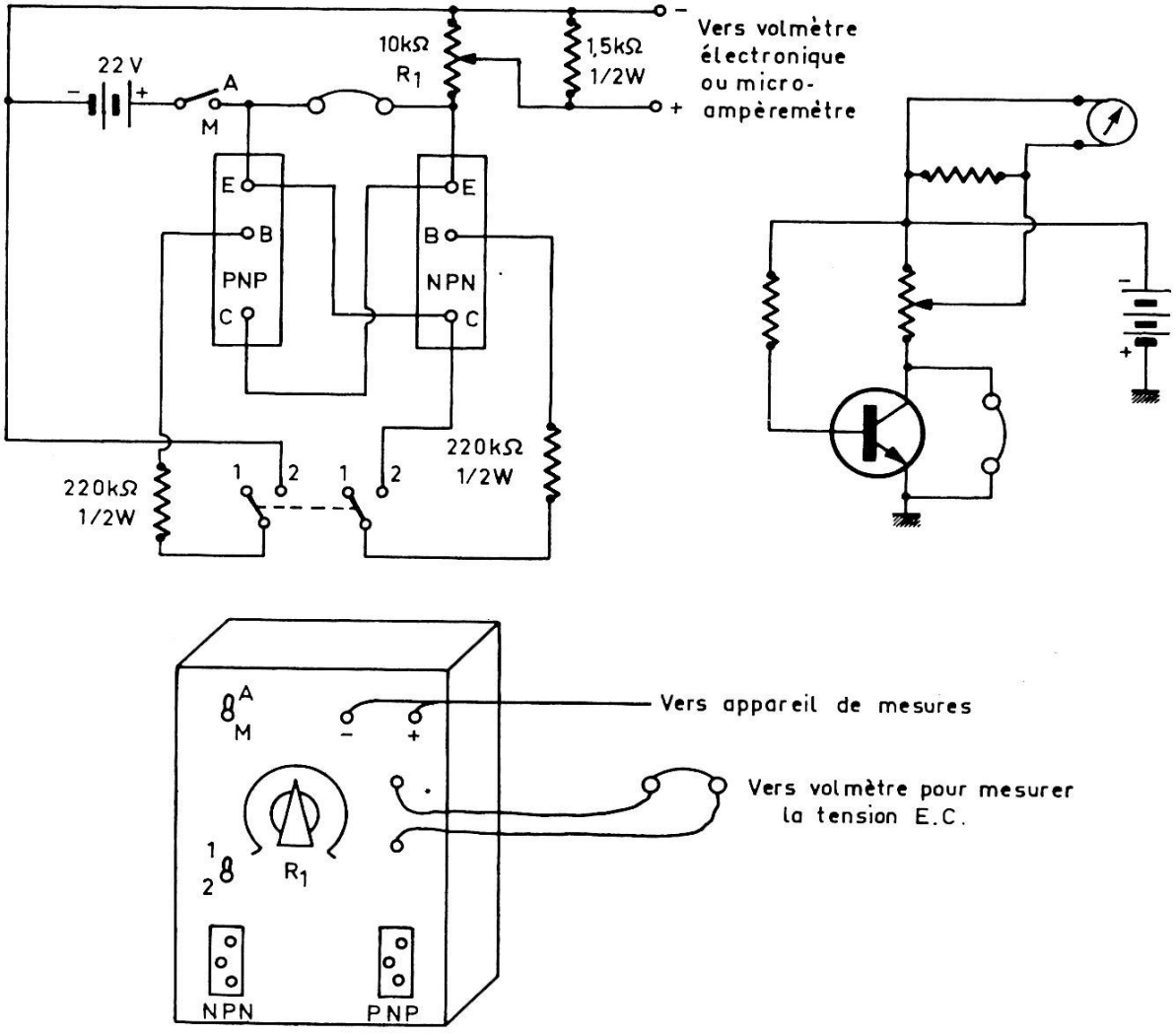


FIG. VI-28

Notre montage vérificateur de transistor est particulièrement simple (cf. fig. VI-28) ; le transistor à tester est alimenté par une pile de 22 V avec une résistance de collecteur de 10 000 Ω montée en potentiomètre, afin de prélever sur le curseur une certaine tension qui est mesurée par un voltmètre extérieur (une résistance de protection

et d'amortissement de 1 500 Ω est branchée aux bornes du voltmètre. Une résistance de 220 kΩ polarise la base ; un écouteur est raccordé entre le collecteur et l'émetteur afin de voir (ou plus exactement d'entendre !) si le transistor oscille ; il est également possible de raccorder un voltmètre entre ces bornes E et C afin de mesurer la tension Uéc = tension émetteur-collecteur ; avec ce petit montage dont la simplicité est évidente, il est possible de trouver la nature d'un transistor ; si le transistor est inversé (NPN au lieu de PNP) le courant est nul. Si le transistor est bon, un courant de collecteur traverse la résistance de 10 kΩ et une tension apparaît aux bornes + et — du voltmètre extérieur ; pour une position donnée du curseur de R_1, deux transistors identiques (pouvant constituer une paire par conséquent) donneront un même courant de collecteur et par voie de conséquence une même tension lue sur le voltmètre extérieur : d'où une possibilité de contrôle et d'appariage de transistors.

REALISATION D'UN MILLIVOLTMETRE

Dans l'ensemble des montages électroniques de cette rubrique, il arrive fréquemment que l'on soit dans l'impossibilité de connaître d'une manière précise la valeur d'un signal ou d'une tension à la sortie d'un étage, sur le collecteur d'un transistor ou sur la base du transistor qui le suit ; dans ce cas, seul le tâtonnement est de rigueur, et si le montage ne fonctionne pas, il est très difficile d'en trouver la cause et par voie de conséquence d'y remédier. C'est la raison pour laquelle nous avons construit un petit appareil de mesure des plus simples et cependant fort précis ; sa sensibilité descend jusqu'à une valeur de 10 mV, c'est-à-dire 0,01 V et monte jusqu'à 500 V et ceci pour des signaux alternatifs jusqu'à des fréquences de l'ordre de 35 kHz. Si l'on veut effectuer des mesures sur des signaux HF ou VHF, il est nécessaire d'adjoindre une sonde ; dans ce cas, la sensibilité de l'équipement de mesures au complet dépend du soin apporté à la conception et à la réalisation de la sonde.

Les mesures sont donc effectuées en dynamiques, et n'affectent pas le fonctionnement de l'appareil sur lequel elles sont effectuées, ce qui n'est pas le cas avec un contrôleur universel qui dérive une bonne partie du signal à mesurer et amortit ainsi le gain des étages considérés.

Un commutateur à 12 positions permet de définir les gammes de mesures de la façon suivante :

— position 1 : 0 à 10 mV ;
— position 2 : 0 à 30 mV ;
— position 3 : 0 à 100 mV ;

— position 4 : 0 à 300 mV ;
— position 5 : 0 à 1 V ;
— position 6 : 0 à 3 V ;
— position 7 : 0 à 10 V ;
— position 8 : 0 à 30 V ;
— position 9 : 0 à 100 V ;
— position 10 : 0 à 300 V ;
— position 11 : 0 à 500 V ;
— position 12 : coupure.

La résistance d'entrée est de 1 MΩ sur les cinq premières positions et de 2 MΩ sur les suivantes, et la capacité d'entrée est inférieure à 15 pF, ce qui est négligeable dans la gamme des basses fréquences, et ceci jusqu'à 50 000 Hz.

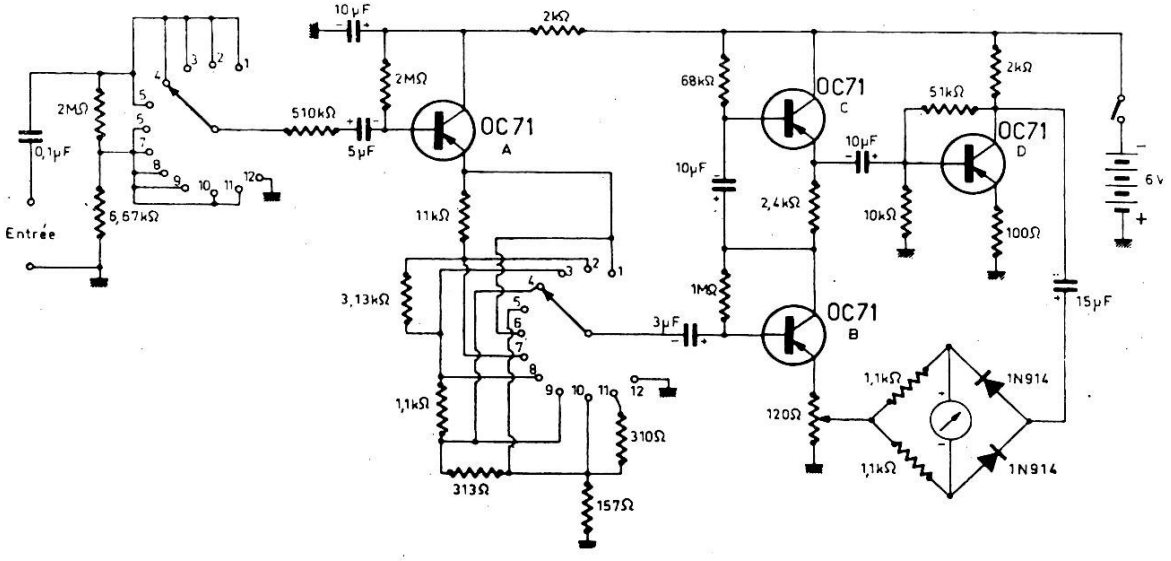


FIG. VI-29

D'autre part, et comme il s'agit de semi-conducteurs, donc sensibles, à la température, les mesures varient légèrement avec cette dernière ; pour un étalonnage effectué à 25 °C, la variation sera de — 5 % au maximum pour une température ambiante de + 10 °C et une variation de + 5 % pour une température ambiante de + 30 % ; ces valeurs sont des dérives maximales.

Enfin pour des variations de + ou — 20 % de la tension d'alimentation, la mesure n'est affectée que de 1 % au maximum.

Puisque cet appareil mesure des tensions alternatives, il peut tout aussi bien indiquer des décibels (qui représentent des rapports de tensions entre elles, l'une étant prise comme valeur de référence) ; dans ce cas, le cadran pourra comporter une courbe de graduation marquée en décibels. Pour simplifier au maximum la construction de cet appareil, au lieu d'utiliser une alimentation secteur 110/220 V, nous avons utilisé 4 piles de 1,5 V délivrant donc 6 V, avec une consommation de l'ordre de 3 mA et cette alimentation des plus simples nous permet d'avoir une grande stabilité de la tension d'alimentation, tout au moins jusqu'à ce que les piles commencent à faiblir, mais de toutes façons la stabilité de la tension est infiniment supérieure à celle que l'on pourrait obtenir avec une alimentation secteur.

Le schéma complet du millivoltmètre (cf. fig. VI-29) montre une relative simplicité du montage ; afin de ne pas user les piles trop rapidement, il n'a pas été monté de voyant indiquant que l'appareil est ou n'est pas sous tension ; en effet un tel voyant consommerait environ 60 mA, soit 25 fois plus que l'appareil de mesure lui-même !

Un premier étage amplificateur reçoit la tension d'entrée par le truchement d'une galette à 12 positions qui définit le choix de la sensibilité, et fixe la valeur de l'impédance d'entrée ; le signal incident arrive sur la base d'un transistor OC71 à travers une cellule R-C (510 kΩ et 5 μF) ; cet étage amplificateur est monté en charge d'émetteur (collecteur « à la masse ») et le signal de sortie, prélevé sur son émetteur est appliqué à la seconde galette du commutateur à 12 positions ; pourquoi avoir utilisé une amplification en « collecteur à la masse » ? Pour la raison suivante : ce type de montage présente deux avantages : très grande résistance d'entrée et *forte linéarité en fréquence et en amplitude*, ce qui revient à dire que nous aurons un très faible taux de distorsion, aussi bien à 10 Hz qu'à 30 kHz, et de même aussi bien en bas de gamme qu'en haut de gamme, et c'est bien là le but recherché ; ainsi donc, à la sortie de cet étage, un diviseur de tension reçoit le signal amplifié et le retransmet à la base d'un second amplificateur, monté en collecteur commun (pour le premier et pour le second) ; le signal incident est donc appliqué à la fois sur les deux bases, et deux signaux de sortie « en phase » sont disponibles, l'un sur l'émetteur du premier, l'autre sur l'émetteur du second ; le millivoltmètre devant indiquer une mesure sur un galvanomètre, il faut, en fin de compte, que ce dernier soit alimenté en continu ; pour ce faire, un pont redresseur composé de deux diodes 1N914 (ou similaire) délivre au galvanomètre à cadre mobile, une tension continue directement proportionnelle à la tension alternative qu'il reçoit ; comme les deux tensions de sortie sont en phase (à la sortie du second étage amplificateur), il est nécessaire d'en inverser

une, c'est-à-dire de la transformer pour l'avoir en « opposition de phase », et c'est là le rôle du dernier transistor qui reçoit sur sa base, au travers d'un condensateur de 10 µF l'une des tensions amplifiées, et qui délivre sur son collecteur une tension opposée en phase ; le pont redresseur alimentant le galvanomètre sera donc branché entre le collecteur de ce dernier transistor et l'émetteur du transistor B ; un potentiomètre de 120 Ω permet d'équilibrer et de faire le « zéro » en l'absence de signal d'entrée (l'entrée étant en court-circuit). Enfin une capacité de 15 µF isole le courant continu et ne laisser passer que la composante alternative du dernier transistor D vers le pont de diodes. De même, à l'entrée de l'appareil de mesures, un condensateur de 0,1 µF isole du circuit à mesurer la composante continue.

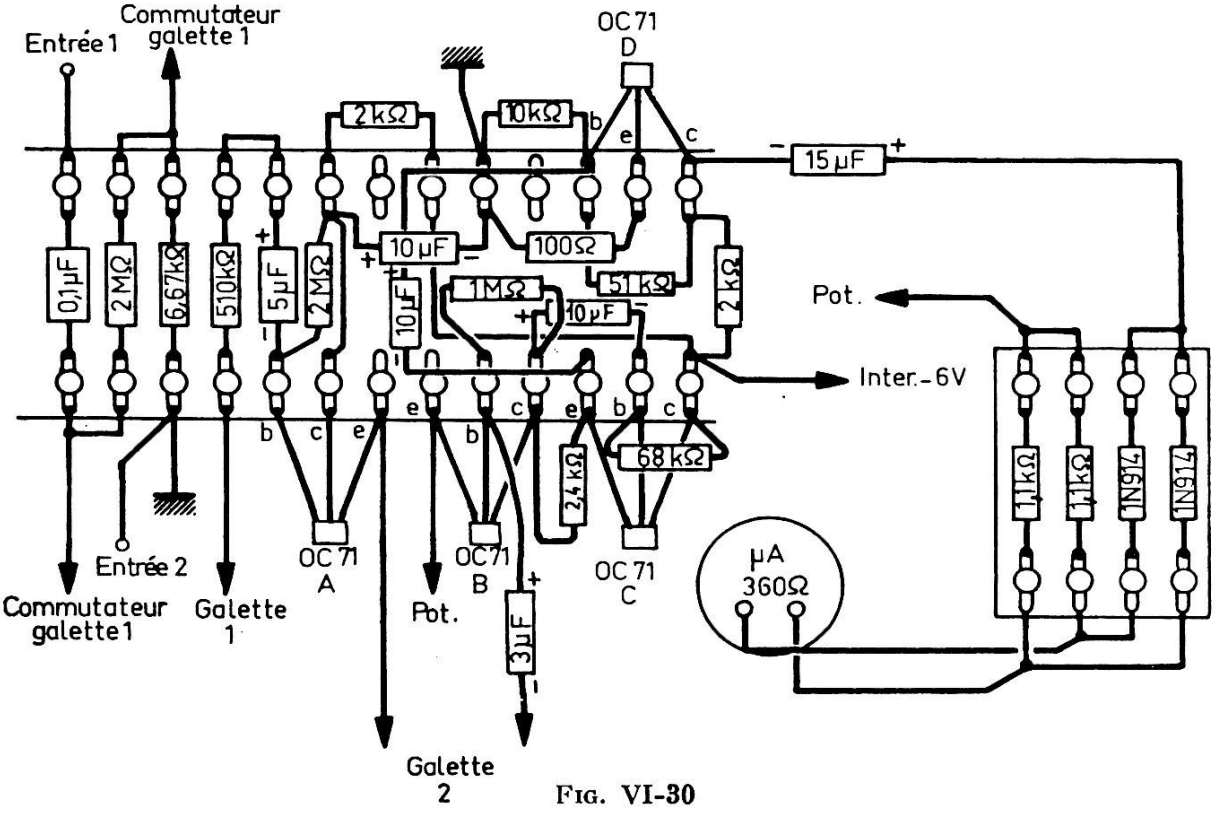


FIG. VI-30

A titre indicatif, le gain de l'étage amplificateur réalisé avec les transistors B et C est de l'ordre de 1 500 à 2 000 suivant la qualité des semi-conducteurs employés et la réponse en fréquence est excellente. Afin de stabiliser la chaîne d'amplification, une résistance de 1 MΩ est montée entre la base et le collecteur du transistor B ; cette stabilisation est suffisante à elle seule et les autres transistors n'ont aucunement besoin de stabilisation particulière.

La base du transistor D est alimentée par un pont de résistances (10 kΩ et 51 kΩ) et la résistance de charge de collecteur est de 2 000 Ω.

L'appareil de mesure utilisé est un micro-ampèremètre de 500 μA de déviation totale ; si l'on désire employer un micro-ampèremètre de 100 μA de déviation totale, il est nécessaire de le shunter par une résistance de 360 Ω. Il est du reste recommandé d'utiliser un tel galvanomètre avec sa résistance shunt de 360 Ω, car dans ce cas, le courant qui traverse les deux diodes est plus élevé et leur courbe de réponse est plus linéaire, d'où par voie de conséquence une meilleure linéarité des échelles de mesures.

La réalisation ne pose guère de problèmes critiques ; les diodes et transistors sont à prendre dans un magasin sérieux et non dans des stocks de qualité douteuse (le gain risque d'en pâtir !) et les résistances doivent être choisies avec une tolérance de ± 1 %. Le commutateur doit être à faibles pertes (stéatite si possible) et le galvanomètre de bonne qualité. En ce qui concerne les condensateurs, il en est un seul dont la valeur doit être respectée avec précision : celui de 3 μF qui alimente la base du transistor B.

Tous les autres condensateurs peuvent être choisis à 100 % près de leur valeur. La réalisation pratique de l'ensemble (cf. fig. VI-31) montre un petit coffret comprenant sur le panneau avant : le galvanomètre, l'interrupteur marche/arrêt, le commutateur à 12 positions, le potentiomètre d'équilibrage.

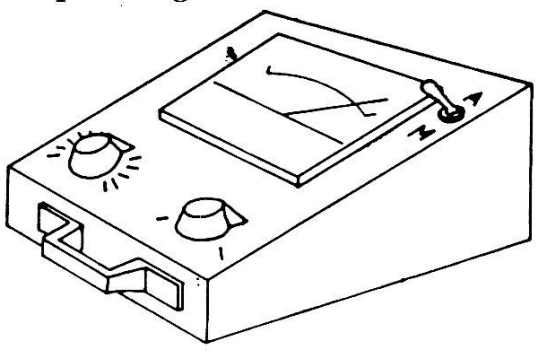


FIG. VI-31

Nous y voyons également le câblage, réalisé sur une barrette à cosse de 3 cm de large, le tout étant très rigide.

A noter un point de détail : la position n° 12 « coupure » permet de désaccorder le dispositif de mesures, sans modifier la charge imposée au circuit, l'aiguille du galvanomètre restant au zéro. Ce détail est pratique lorsque l'on désire faire une modification de montage, sans débrancher le dispositif de mesures et sans risquer de donner une déviation brutale au galvanomètre en cas de fausse manœuvre.

MISE AU POINT ET REGLAGE D'UN MILLIVOLTMETRE BF A TRANSISTORS

La mise au point et l'étalonnage du millivoltmètre BF à transistors requiert un générateur BF (même sommaire) et un voltmètre électronique ou à défaut un très bon contrôleur (50 000 Ω par volt). Le générateur BF devra délivrer une tension alternative pouvant aller à 25 ou 30 V, et muni d'un atténuateur suffisamment précis pour réduire cette tension à moins d'un millivolt, c'est-à-dire à moins d'un millième de volt.

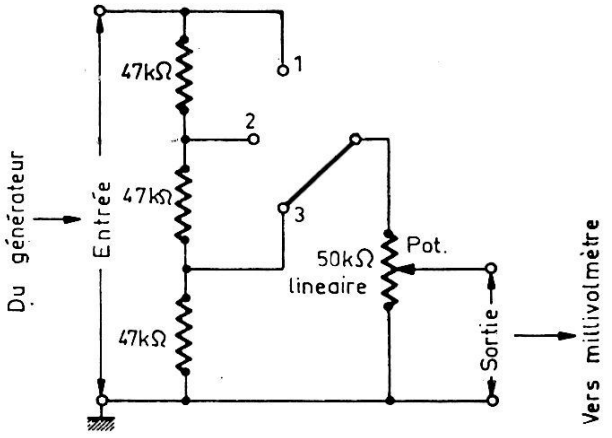


FIG. VI-32

Si le générateur BF ne comporte pas d'atténuateur, il suffira d'employer le dispositif représenté figure VI-32 qui n'est autre qu'un atténuateur classique ; un commutateur à 3 positions permet de dégrossir la valeur de la tension, et le potentiomètre permet à son tour un dosage précis de cette dernière.

Il est à noter que cet atténuateur est apériodique, c'est-à-dire qu'il a un taux d'affaiblissement qui est indépendant de la fréquence.

Avant de mettre le millivoltmètre sous tension, on place le commutateur de sensibilités sur la position 10 mV ; le potentiomètre de tarage est placé de telle sorte qu'il ait le curseur à la masse. Une tension alternative de 1 000 périodes est appliquée à l'entrée du millivoltmètre, avec un très faible niveau (de l'ordre de 0,2 mV) ; si cela est difficile, il suffit d'intercaler entre la sortie du générateur BF et l'entrée du millivoltmètre l'atténuateur précédemment décrit (cf. fig. VI-33).

Le galvanomètre doit dévier complètement sous l'influence de cette tension incidente, et ce d'autant plus qu'il n'y a pas de contre-réaction, le curseur du potentiomètre étant à la masse. Si la déviation de l'aiguille n'est pas complète, on devra remplacer les deux résis-

tances de 68 kΩ et de 1 MΩ placées sur les bases des transistor T_2 et T_3, par des résistances variables de l'ordre de 1 MΩ ce qui doit augmenter le gain de notre amplificateur, ce gain étant trop faible avec les résistances fixes précitées, puisque l'aiguille ne dévie pas complètement. En jouant sur ces deux résistances variables, on augmente progressivement le gain jusqu'à ce que la déviation de l'aiguille soit totale, mais exacte ; on mesure alors au moyen d'un ohmmètre la valeur des deux résistances variables (à la valeur obtenue pour le gain correct) et l'on remplace dans le montage ces deux éléments par deux résistances fixes de précision (1 % si possible).

Si l'on dispose d'un oscilloscope, il est bon de comparer la forme du signal à la sortie de l'amplificateur (entre la masse et le — du condensateur de 15 µF qui alimente le pont de diodes et le galvanomètre) à celle du signal prélevé à la sortie du générateur BF. Si le signal est déformé, il y a lieu de modifier la valeur de la résistance de 51 kΩ placée entre la base et le collecteur du transistor T_4.

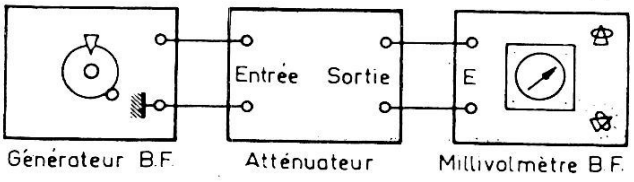


FIG. VI-33

L'une des applications les plus intéressantes de ce millivoltmètre consiste en la possibilité de mesurer des décibels. Mais qu'est-ce qu'un décibel ? Voici la réponse : le décibel est le dixième du Bel ! Vérité de la Palisse, certes ; le Bel est lui-même le logarythme d'un rapport ; ce pourra être un rapport de tension ou un rapport de puissances.

Exemple : si la tension de référence est de 1 V et si nous mesurons une tension de 100 V, on aura le rapport suivant :
le niveau en Bel de cette tension mesurée sera de : x Bel = Log 100 = 2 Bels soit 20 décibels.

En fait, il convient de faire attention au problème des impédances de charge sous lesquelles sont mesurées ces tensions ; en effet, si l'on compare des puissances exprimées en watts, ce calcul est exact et pour une puissance mesurée égale à 100 fois la puissance de référence, le niveau en décibels est bien de 20 dB, mais comme le rapport des tensions est proportionnel au carré des rapports des puissances R étant la même impédance de charge dans le cas de la référence et dans celui de la mesure, il vient :

puisqu'il y a simplification par racine carrée de R/R.

$$\frac{U}{U_{réf}} = \frac{100}{1} = 1\,0$$

(en effet : $P = \frac{U^2}{R}$ et le calcul nous donne :

$$P_{réf} = \frac{U^2_{réf}}{R} \text{ et } P_{mes} = \frac{U^2_{mes}}{R},$$

$U^2_{mes} = R \times P_{mes}$ d'où : $U_{mes} = \sqrt{R \times P_{mes}} = \sqrt{R} \times \sqrt{P_{mes}}$

et $U^2_{réf} = R \times P_{réf}$ d'où : $U_{réf} = \sqrt{R \times P_{réf}} = \sqrt{R} \times \sqrt{P_{réf}}$

où le rapport :

$$\frac{U_{mes}}{U_{réf}} = \frac{\sqrt{R}}{\sqrt{R}} \times \frac{\sqrt{P_{mes}}}{\sqrt{P_{réf}}} = \sqrt{\frac{P_{mes}}{P_{réf}}}$$

$$10 \text{ Log } \frac{P_{mes}}{P_{réf}} = \times \text{ dB (pour les puissances)}$$

$$\text{et } 20 \text{ Log } \frac{U_{mes}}{U_{réf}} = \times \text{ dB (pour les tensions)}$$

Il apparaît ainsi clairement que le rapport des tensions est proportionnel à la racine carrée des puissances ; exemple : s'il s'agit d'un rapport de puissances (avec une même impédance) 20 dB pour la mesure de puissance, mais $2 \times 20 = 40$ dB pour la mesure de tension correspondante ; en pratique, on emploiera toujours la règle suivante : avec une même valeur d'impédance aux bornes desquelles sont mesurées les deux tensions.

Compte tenu de ces considérations théoriques, on en vient tout naturellement à graduer directement le cadran du millivoltmètre en dB, avec une échelle qui tient compte de ce calcul établi une fois pour

toutes. Nous avons choisi l'échelle 0 à 10 V pour étaler nos graduations en dB avec les correspondances (cf. tableau VI-34).

Graduations de l'échelle 0 à 10 V	Graduations en dB
1 V	— 20 dB
1,3	— 15
2,4	— 10
2,7	— 9
3,1	— 8
3,4	— 7
3,85	— 6
4,3	— 5
4,9	— 4
5,5	— 3
6,1	— 2
6,85	— 1
7,7	+ 0 dB
8,65	+ 1 dB
9,7	+ 2 dB

FIG. VI-34

LES U.J.T.

Une nouvelle catégorie de transistors est constituée par les semi-conducteurs du type « Uni-jonction », que l'on appelle, en abrégé « UJT ». Qu'est-ce donc qu'un UJT ?

Un transistor Uni-jonction est un transistor à trois électrodes qui représente une très forte impédance d'entrée (supérieure à 5 MΩ)

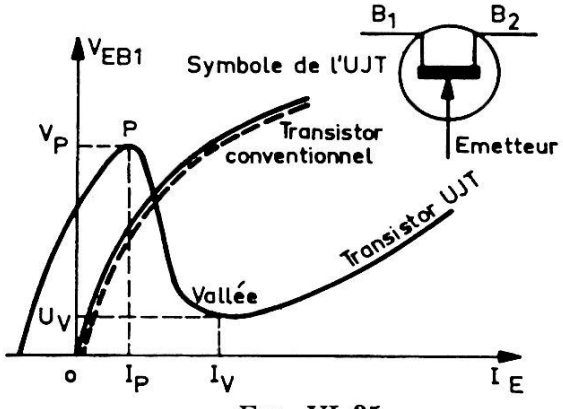


FIG. VI-35

en régime « bloqué », et une caractéristique (cf. fig. VI-35) très spéciale ! En effet, si l'on compare cette courbe caractéristique des variations de Ié (c'est-à-dire du courant d'émetteur) en fonction de la

tension émetteur-base$_1$ V_{EB1}, à la courbe caractéristique correspondante d'un transistor conventionnel (courbe en pointillé), il apparaît que la courbe de l'UJT présente une « vallée », c'est-à-dire une dépression, consécutive à l'accroissement initial du courant d'émetteur alors que la courbe du transistor classique présente un effet de saturation.

Nous venons de citer la base n° 1 ; en effet, dans les UJT, il n'y a pas d'émetteur, de base et de collecteur, mais d'émetteur de base n° 1 et de base n° 2.

A la tension de vallée U_v correspond un certain courant de vallée I_v et à la tension de pointe U_p correspond un courant I_p.

Le transistor Uni-jonction est destiné principalement aux circuits de commutation ; il sera également utilisé avec profit dans les circuits oscillateurs (en raison de la pente négative de cette caractéristique), dans les bases de temps, les détecteurs et les dispositifs de contrôle et d'asservissements.

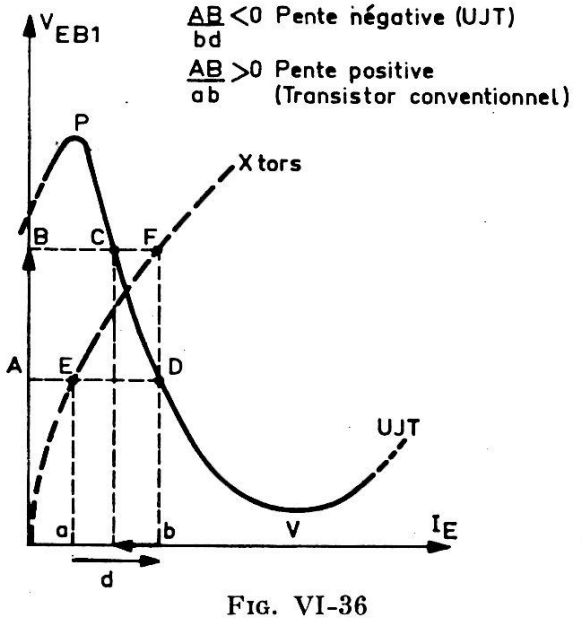


FIG. VI-36

En effet, (cf. fig. VI-36), pour obtenir une croissance de la tension U_{EB1}, de AB, le courant d'émetteur doit croître de a vers b dans le cas du transistor conventionnel ; nous avons donc croissance du courant en même temps que croissance de la tension, donc une pente positive, alors que dans le cas de l'UJT, pour une même croissance de la tension émetteur-base n° 1 de AB, le courant d'émetteur doit décroître de b vers d, c'est dire qu'il y a décroissance du courant avec la croissance de la tension et la pente est dans ce cas Négative. Si

la pente est négative, cela signifie que le rapport R = U/I (cf. Loi d'Ohm) donne une valeur de résistance négative ! Eh oui ! nous disons bien négative ; or l'inverse de quelque chose de résistant est quelque chose qui produit, c'est donc un oscillateur.

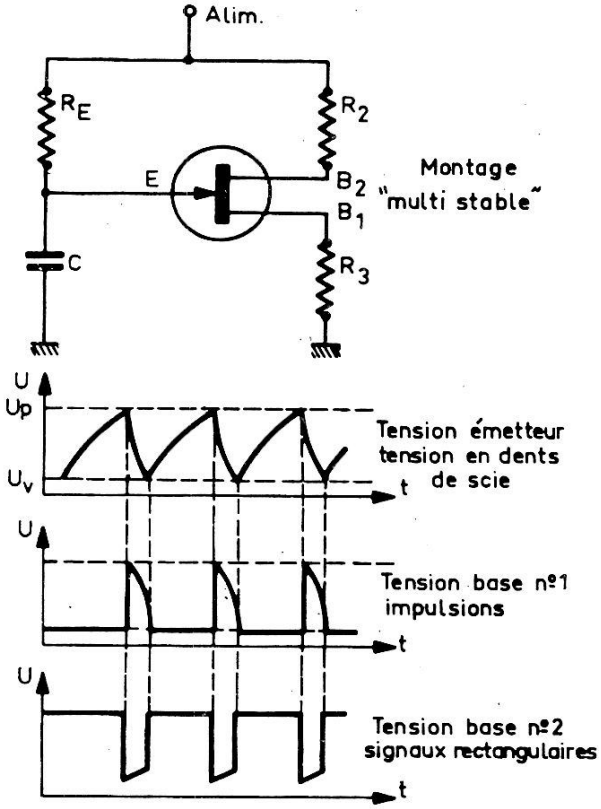


FIG. VI-37

Les figures VI-37, 38 et 39 montrent les différentes formes de signaux que peuvent engendrer les circuits à UJT.

Les montages oscillateurs à base d'unijonction seront donc relativement simples, puisque nous avons là un oscillateur « naturel » et qui n'a nul besoin d'être poussé à engendrer une oscillation puisqu'il le fait tout seul !

Donnons quelques ordres de grandeur ; la pente négative, qui s'étend de la pointe P à la vallée V, correspond à une résistance négative d'environ 100 kΩ ; le courant I_P est de l'ordre de 10 μA et I_V de l'ordre de 30 mA.

Une première application élémentaire constitue un oscillateur « multi-stable » (cf. fig. VI-37) qui délivre trois tensions de formes différentes ; en a) la tension aux bornes de l'émetteur est en dents

de scie ; en b) la tension aux bornes de la base n° 1 est une suite d'impulsions très pointues ; et en c) la tension aux bornes de la base n° 2 donne des signaux rectangulaires.

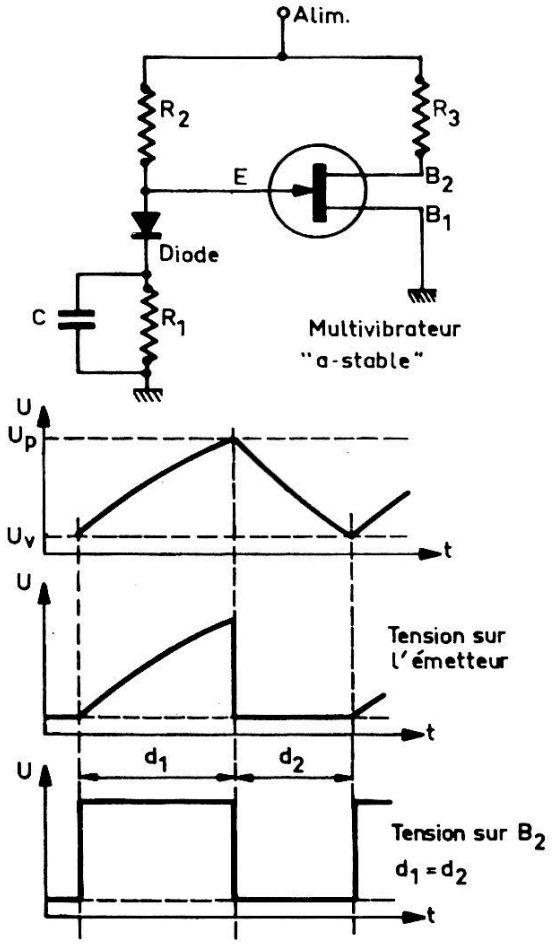


FIG. VI-38

La constante de temps, c'est-à-dire la période de ces signaux est fixée par le produit $R_E \times C$, alors que les résistances R_2 et R_3 ne servent qu'à fixer le point de fonctionnement de l'UJT au milieu de la caractéristique négative (entre P et V) et sont utilisées d'autre part comme résistances de charge, donnant des variations de tension à partir des variations d'intensité (loi d'Ohm).

Si l'on ajoute une simple diode dans notre montage, on le transforme en multivibrateur « a-stable » dont la figure VI-38 donne et le schéma et les formes des signaux obtenus.

Dans ce cas, la durée des fronts hauts et des fronts bas est identique et $d_1 = d_2$.

On pourrait de la même manière réaliser des oscillateurs à signaux triangulaires (donnant la sonorité du violon), des oscillateurs à signaux dont le front de montée a une pente variable, des générateurs d'onde en escalier, des compteurs... etc.

Ces signaux de formes très différentes (cf. VI-39), donnent une idée des possibilités multiples de ces transistors unijonction, qui ont commencé, depuis un an à un an et demi, à s'implanter dans les laboratoires et les fabrications industrielles et qui ne demandent qu'à trouver une place de choix dans les équipements d'amateurs, que ce soit pour les émetteurs ou les récepteurs de trafic ou pour les appareils de mesure.

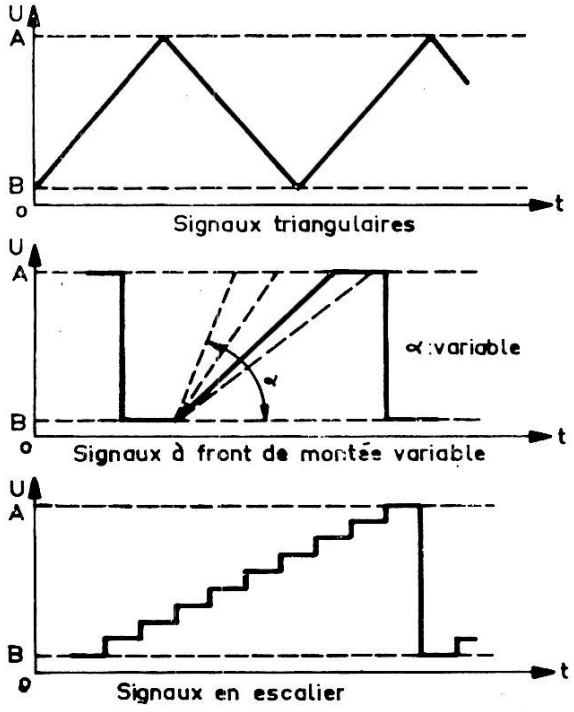


FIG. VI-39

UN GENERATEUR BF A 1 000 Hz

Un générateur basse fréquence est indispensable à tout amateur désireux de s'initier à l'électronique. Il donne à son possesseur des facilités énormes pour contrôler tous les circuits basse fréquence et tous les appareils électroniques de l'amateur ont une partie basse fréquence. Cela est aussi vrai pour le matériel destiné aux émissions et réceptions de radio amateur, qu'aux téléspectateurs, auditeurs de la radio et aux amateurs de musique, qu'elle soit de haute fidélité ou non.

Pour ceux que la chose intéresse, ce générateur basse fréquence pourra servir de base pour l'apprentissage de l'alphabet morse, mais son utilisation principale sera la mise au point et le contrôle de tous les amplificateurs basse fréquence.

Dans cette réalisation extrêmement simple nous aurons voulu permettre à l'amateur de réaliser un excellent appareil délivrant un signal ayant un très faible taux de distorsion, avec un niveau élevé et une impédance relativement basse. De plus, l'alimentation avec une simple pile de 9 V permet d'en faire un appareil autonome. Dans ce cas, le mieux est d'ajouter un potentiomètre de 10 kΩ qui permettra de régler le niveau de sortie.

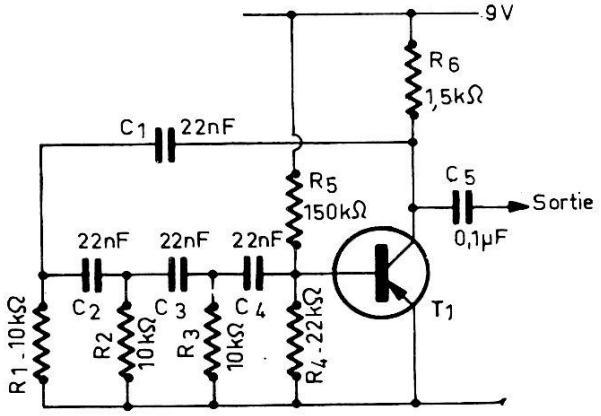


FIG. VI-40

La figure VI-40 donne le schéma du générateur et la réalisation. ne pose aucun problème.

Ce type d'oscillateur s'appelle oscillateur « Phase shift » ce qui signifie à retournement de phase en prenant la traduction littérale. Et ce nom va nous permettre de comprendre le fonctionnement du système.

Il faut reprendre les choses un peu plus loin et examiner le schéma de base d'un transistor monté en émetteur commun. On voit clairement que la tension, appliquée à la base, est en phase avec la tension recueillie sur l'émetteur et en opposition de phase avec la tension recueillie sur le collecteur.

DEUX ALIMENTATIONS STABILISEES

Il est bon de décrire deux alimentations stabilisées de réalisation amateur.

En effet, la grande majorité des montages transistorisés que nous décrivons dans ce livre est alimentée par des piles ; s'il est pratiquement indispensable d'utiliser ce mode d'alimentation lorsque l'un

ou l'autre appareil est employé en « portatif » ou « mobile », il n'en est pas de même lors des essais, mise au point et réglages au laboratoire ou pour un fonctionnement à proximité d'une source de courant alternatif.

Deux cas sont à considérer : ou l'appareil consomme peu, et seule l'économie de piles entre en jeu, ou l'appareil consomme beaucoup (en émission notamment) et les piles se vident très rapidement, et ce second point est d'autant plus important que la tension d'alimentation devient trop faible et le rendement de l'émetteur chute brutalement.

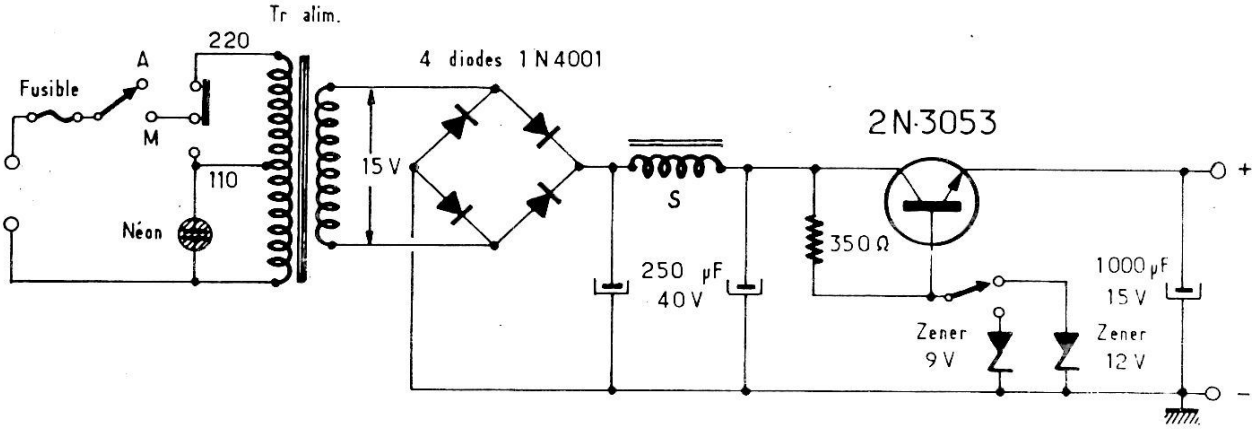


FIG. VI-41

Dans l'un et l'autre cas, il est intéressant de disposer de petites alimentations stabilisées, destinées à remplacer la ou les piles, et présentant l'avantage de pouvoir ajuster la valeur de la tension de sortie, suivant le désir de l'utilisateur.

Deux alimentations ont été réalisées dans ce but :

a) Une petite alimentation régulée délivrant : soit 9 V, soit 12 V.

b) Une véritable alimentation stabilisée de laboratoire délivrant de 0 à 45 V et stabilisée à un pour mille, pour des variations de + ou — 10 % de la tension du secteur d'alimentation.

Alimentation régulée 9 V et 12 V

La première alimentation a été réalisée sous forme d'un petit coffret de dimensions réduites : 100 × 120 × 50 mm (cf. fig. VI-41) et comprenant un transformateur avec un primaire 110/220 V et un enroulement secondaire 15 V.

Un pont redresseur constitué de quatre diodes 1N4001 (Texas Instruments) suivi d'un filtre en « pi » (self à fer et deux capacités de 250 µF/40 V) délivre une tension continue filtrée ; la stabilisation est

obtenue au moyen d'un transistor 2N3053 monté en « ballast » ; sa base est polarisée par une résistance de 350 Ω et le potentiel de référence de base est fixé par une diode zéner ; pour obtenir deux tensions de sorties différentes (9 et 12 V) il a été prévu deux diodes zéner, l'une pour le 9 V et la seconde pour le 12 V, l'une ou l'autre mise en service par un inverseur. La tension de sortie, disponible entre deux bornes + et — est à nouveau filtrée par une capacité de forte valeur (1 000 µF/15 V).

La face supérieure du coffret comportera donc :

— le passe-fil du cordon d'alimentation secteur ;
— l'interrupteur marche-arrêt ;
— l'inverseur 110-220 V ;

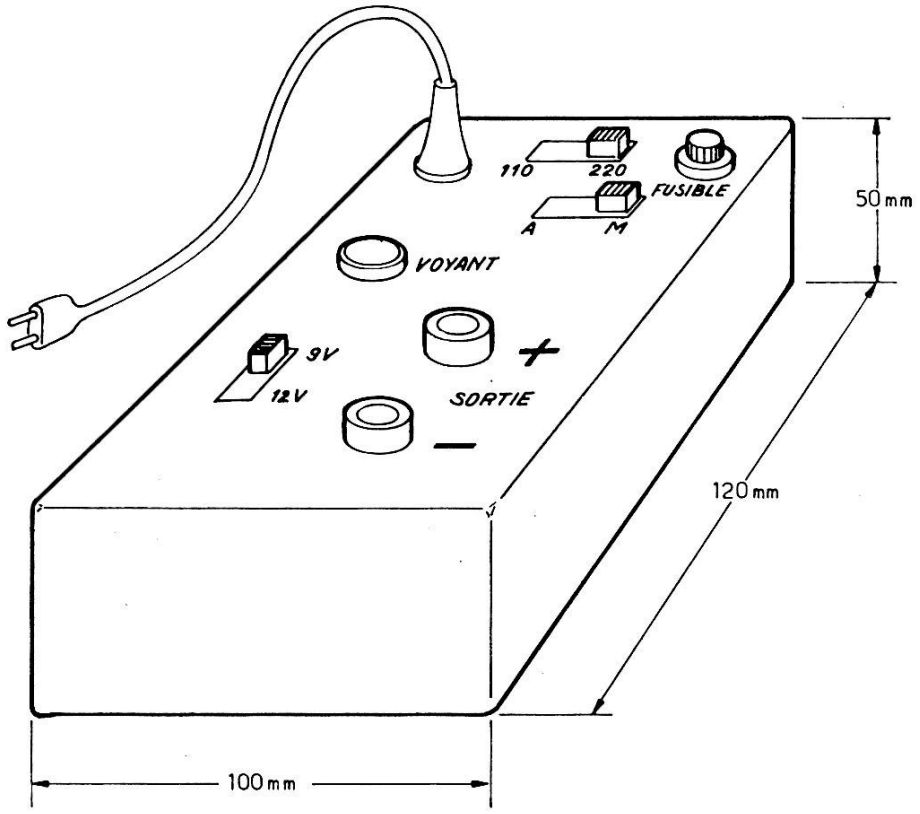


FIG. VI-42

— le fusible de sécurité ;
— le voyant (néon 110 V) ;
— l'inverseur 9 V et 12 V ;
— les deux bornes de sortie (rouge pour le + et noire pour le —).

Là encore, une peinture gris clair et des lettres adhésives noires recouvertes d'une mince couche de vernis donnent à cette petite alimentation un cachet des plus sérieux !

La figure VI-43 montre la disposition des divers composants à l'intérieur du coffret, mais cette dernière n'est nullement critique.

Alimentation stabilisée 0 à 45 V

La seconde alimentation stabilisée ne déparerait pas un laboratoire ! En effet, sa présentation (cf. fig. VI-44) est ses différentes possibilités en font un appareil très souple d'emploi.

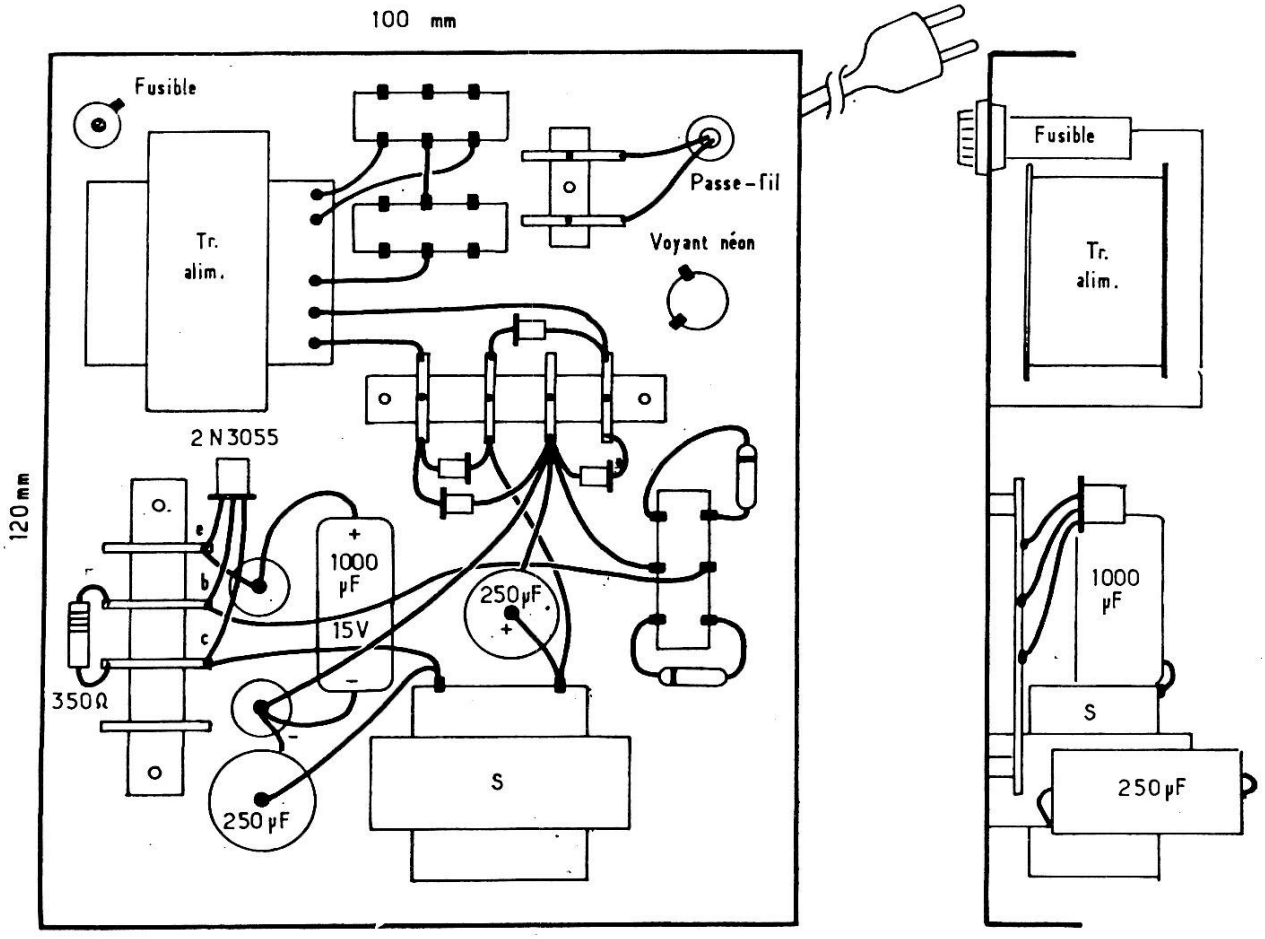


FIG. VI-43

Présentée sous forme d'un coffret de dimensions 220 × 180 × 90 mm avec des ouïes d'aération sur le côté, une poignée de transport et des inscriptions soignées sur la face avant, cette alimentation

stabilisée délivre une tension de sortie variant de 0 à 45 V suivant la position du curseur du potentiomètre de commande placé à l'avant de l'appareil. Ce dernier comporte notamment :

— le cordon d'alimentation secteur ;
— l'interrupteur marche-arrêt ;
— le voyant de marche ;
— le fusible de sécurité ;
— l'inverseur 110/220 V ;
— les deux bornes de sortie ;
— la commande de tension (graduée de 0 à 45 V) ;
— un milliampèremètre ;
— un commutateur de sensibilité à trois positions.

Etude du schéma

Le schéma de cette alimentation (cf. fig. VI-45) montre un transformateur dont le primaire 110/220 V est relié au secteur par un inverseur et un fusible (1 A), un secondaire n° 1 délivrant 6 V pour le voyant (ou éventuellement pour une seconde alimentation à tension de référence qui ne figure pas ici) et un secondaire n° 2 délivrant environ 50 V. Un pont redresseur constitué de quatre diodes 1N4002 (de Texas Instruments) suivi d'un filtre en « pi » (résistance de 47 Ω et deux capacités de 250 µF/80 V) fournissent une tension continue filtrée de 60 V environ. Un transistor 2N3055 est monté en ballast ; sa base est polarisée par une résistance de 2 000 Ω.

Un transistor 2N930 reçoit sur sa base une fraction de la tension de sortie, au moyen d'un potentiomètre bobiné de 10 kΩ ; le collecteur de 2N930 alimente la base d'un 2N4000 qui alimente à son tour la base du 2N3055 ballast. Une résistance de 2 000 Ω polarise la base du 2N4000. Ainsi, toute variation de la tension de sortie, soit par suite d'une variation de la tension du secteur d'alimentation, soit par suite d'une variation de charge à la sortie de l'alimentation, se traduit par une variation de la tension appliquée à la base du 2N930 par le curseur du potentiomètre ; cette variation de tension est amplifiée par le 2N930, amplifiée à nouveau par le 2N4000 puis commande la base du transistor ballast 2N3055 qui agit comme un robinet, c'est-à-dire qu'il tend à abaisser la tension de sortie, lorsque cette dernière tend à croître ou inversement à l'élever, lorsqu'elle diminue. Il y a là un effet

de régulation qui va bien dans le sens recherché. Pour faire varier la tension de sortie et l'amener à la valeur désirée par l'utilisateur, il suffit d'agir sur le potentiomètre et de faire ainsi varier la fraction de la tension de sortie appliquée à la base du transistor 2N930.

Cette tension stabilisée est à nouveau filtrée par une capacité de forte valeur (1 000 µF/60 V) et shuntée par une résistance de 5 Ω (2 W) destinée à assurer une certaine charge à l'alimentation, en dehors de toute charge externe.

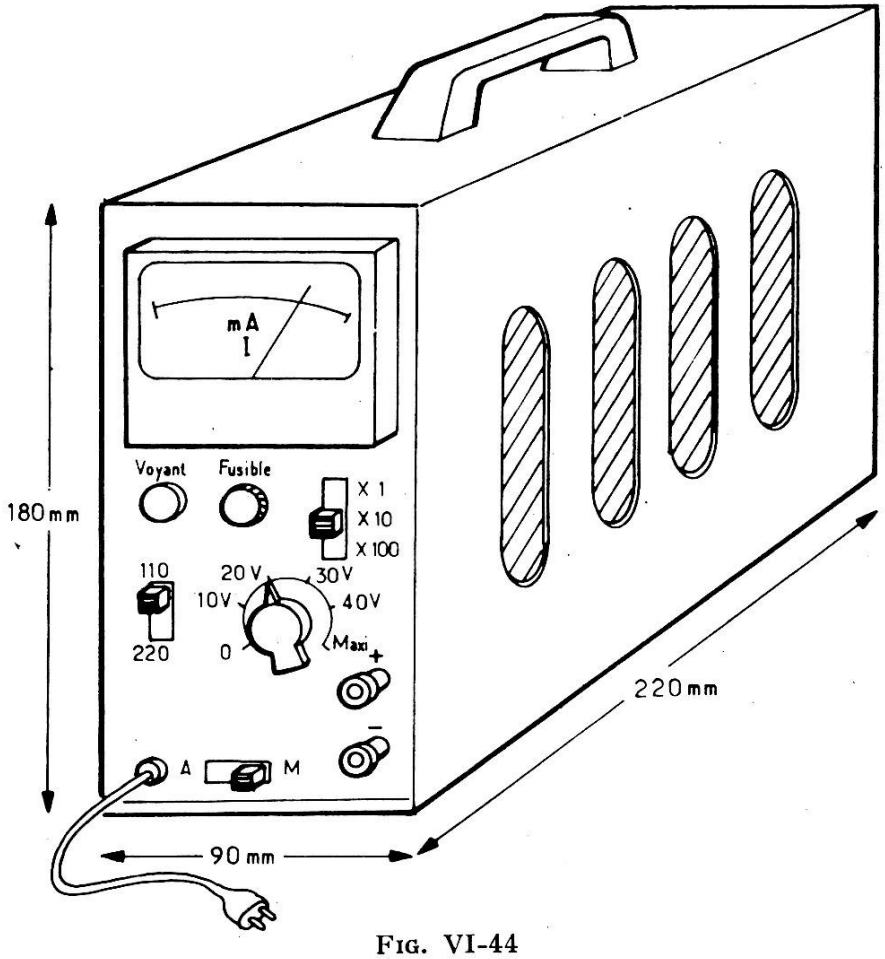


FIG. VI-44

Deux bornes + et — permettent le raccordement de l'alimentation à tout appareil extérieur, avec une sécurité contre les court-circuits, au moyen d'un fusible calibré sur 2 A ; en effet, un court-circuit externe détruirait le 2N3055 qui dissiperait à lui seul la totalité de la puissance fournie par le transformateur, c'est-à-dire de 80 à 100 W !

A noter que lorsqu'une alimentation stabilisée tombe en panne à la suite d'un court-circuit externe, c'est pratiquement toujours le transistor ballast qui est « mort ».

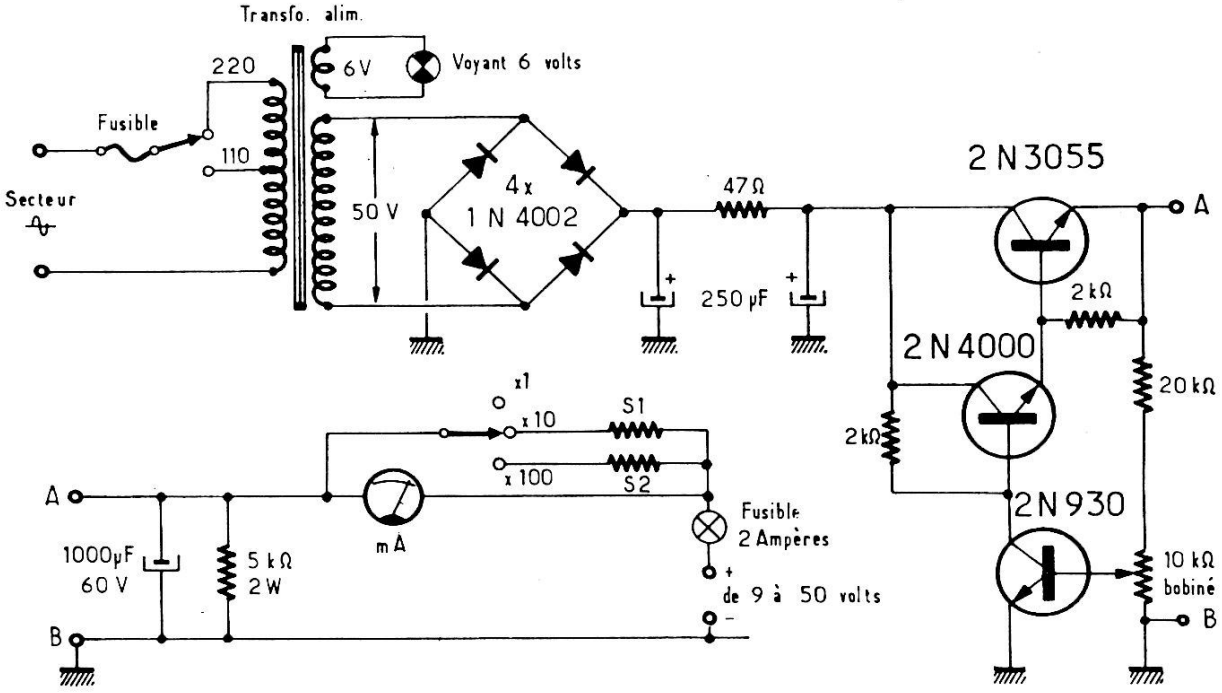


FIG. VI-45

Mesure du courant utilisé

Un milliampèremètre permet de mesurer en permanence la valeur du courant utilisé ; afin de pouvoir effectuer cette mesure sur une très large plage de courants, il a été prévu trois positions :

— la première correspond à des intensités de 0 à 10 mA ;

— la deuxième correspond à des intensités de 0 à 100 mA ;

— la troisième correspond à des intensités de 0 à 1 A.

Le milliampèremètre utilisé dévie totalement pour 10 mA (dans notre cas) ; sur cette position aucun shunt n'est utilisé.

Sur la position n° 2 (0 à 100 mA ou encore $\times$ 10 signifiant : (multiplié par 10) un shunt égal au 1/9e de la résistance interne du milliampèremètre est mis en service en parallèle avec ce dernier ; ainsi, il ne passera que le dixième (car 10/10 — 9/10 = 1/10) du courant total dans son cadre et pour sa déviation totale, il faudra un courant total de 100 mA.

Enfin sur la position n° 3 (0 à 1 ampère ou encore × 100, multiplié par cent) un shunt égal au centième environ de la résistance interne du milliampèremètre sera mis en service en parallèle avec lui et pour une déviation totale de l'aiguille, il faudra une intensité cent fois plus forte, puisqu'un centième seulement traversera le cadre, d'où une intensité de 1 ampère.

Prenons un exemple : la résistance interne du galvanomètre utilisé est de 5 Ω ; le shunt n° 1 devra faire 0,56 Ω et le shunt n° 2 fera 0,05 Ω ; pour les obtenir il sera facile d'employer du fil résistant du commerce (exemple 2 Ω au mètre), en prenant 28 cm pour le premier shunt et 25 mm pour le second.

Si l'on veut parfaire l'étalonnage du cadran, il sera aisé de monter un contrôleur universel, placé en « intensité continue » en série avec l'alimentation et une charge extérieure (cf. fig. VI-46) et comparer les graduations des deux milliampèremètres, le contrôleur servant d'étalon.

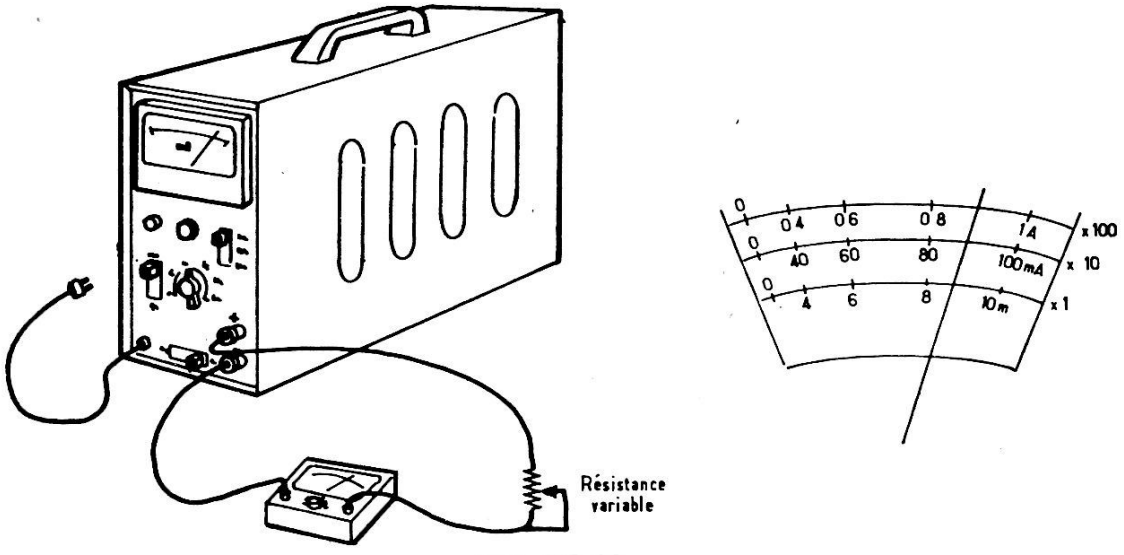


FIG. VI-46

Cette comparaison se fera sur les trois échelles une fois pour toutes et la résistance variable servant de charge devra pouvoir dissiper au minimum 25 W.

Si les trois échelles sont rigoureusement dans le rapport 1,10 et 100, il ne sera pas utile de retoucher aux graduations du cadran du milliampèremètre, mais pratiquement il y aura toujours une petite différence et si l'échelle « 1 » n'a pas à être retouchée, il sera bon de transcrire l'étalonnage des échelles « 10 » et « 100 » l'une au-dessus

de l'autre et ceci en raison du fait qu'il est difficile de réaliser un shunt qui soit *exactement* de la valeur idéale, mais seulement d'une valeur approchée

Quoi qu'il en soit, le but est de connaître avec une bonne précision la valeur du courant consommé, et une précision de 3 % est largement suffisante : à titre indicatif, la précision d'un bon contrôleur universel est meilleure que 1 %.

Une fois l'étalonnage effectué, il n'y aura plus jamais à y retoucher.

Réalisation de l'alimentation stabilisée

La disposition des divers composants à l'intérieur du bloc alimentation (cf. fig. VI-47) montre le transformateur, une carte supportant les quatre diodes de redressement et le filtre en « pi », une seconde carte, placée plus haut, supportant les transistors amplificateurs de commande, et enfin le transistor ballast 2N3055 monté

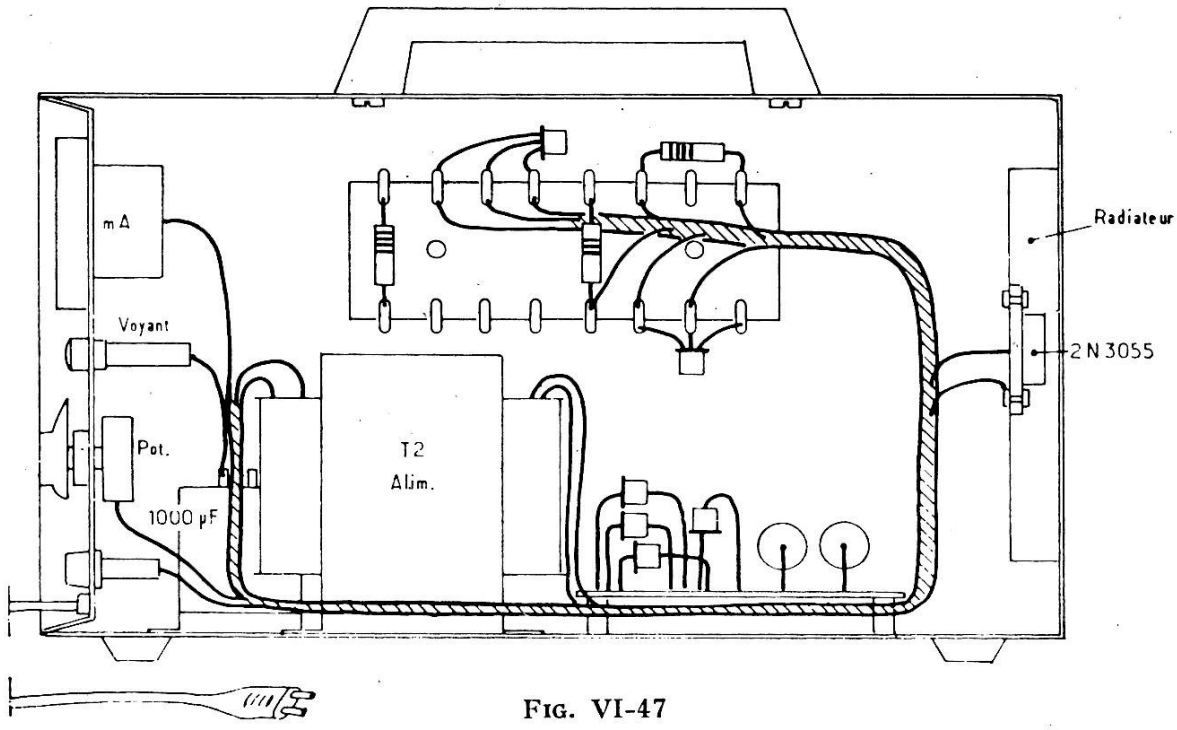


FIG. VI-47

sur un radiateur à l'arrière du coffret. Cette disposition laisse une aération suffisante et un éventuel dépannage facilité par la non-miniaturisation du montage ; néanmoins, les dimensions extérieures du coffret lui permettent d'être très facilement logé entre deux appareils de mesure sur une étagère du laboratoire ou sur la table d'utilisation.

Une question nous a été posée : pourquoi disposer d'une tension de sortie pouvant atteindre 45 V alors que nos montages nécessitent généralement de 9 à 15 V ? La réponse est la suivante : si les appareils portatifs sont alimentés sous 9 et 12 volts, il existe des montages transistorisés (utilisant des transistors au silicium, à grand gain et faible bruit) nécessitant une alimentation plus élevée : 24, 30 volts et même 40 volts ; qui peut le plus, peut le moins, dit-on, et comme nous avons voulu réaliser une alimentation stabilisée avec une très large plage d'utilisation, il semble que ce but ait été atteint !

UN MINI-GENERATEUR BF A FREQUENCE VARIABLE

Ce montage (cf. fig. VI-48) diffère peu d'un multivibrateur classique : un potentiomètre de 10 000 Ω inséré entre le + 9 V et la masse alimente les bases et définit la fréquence du signal ; en effet, plus la tension appliquée aux bases est élevée et plus la charge des

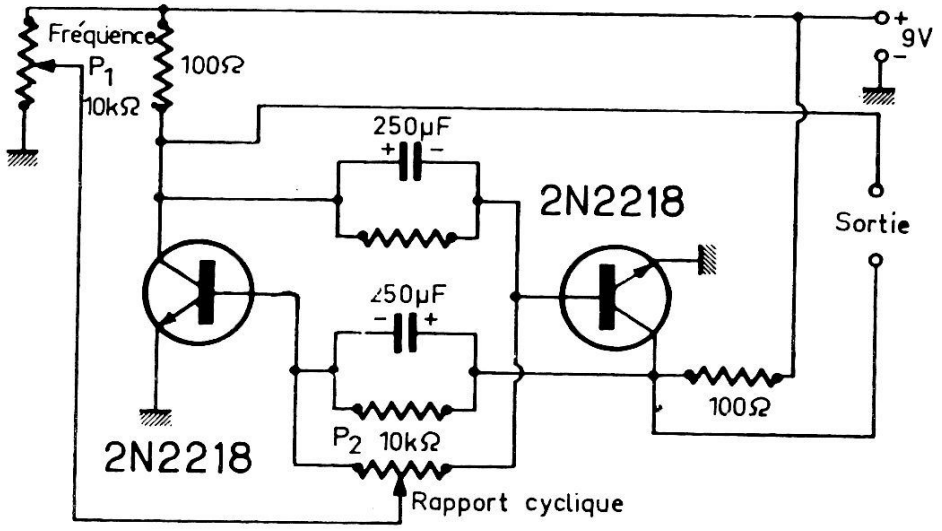


FIG. VI-48

capacités ($Q = C \times V$) est elle aussi élevée ; dans ces conditions la décharge sera plus lente ; par conséquent, plus la tension sera élevée et plus la fréquence sera basse. Ce potentiomètre commande donc la fréquence. Un second potentiomètre 10 000 ohms alimente les deux bases à partir de la tension reçue du curseur du premier potentiomètre. Si ce curseur est au milieu de l'enroullement, la décharge des deux la fréquence. Un second potentiomètre 10 000 Ω alimente les deux circuits RC sera symétrique, mais le curseur se déplace d'un côté ou de l'autre, la décharge d'un circuit RC sera plus longue que l'autre ou

vice versa ; ainsi donc, le second potentiomètre commande la durée d'un front haut par rapport à celle d'un front bas et c'est bien là la définition du rapport cyclique. Le rapport cyclique variera en fonction de la position du potentiomètre P_2. Le signal de sortie sera prélevé sur chaque collecteur des deux transistors et nous donnera donc un signal de sortie symétrique par rapport à la masse.

L'alimentation de ce petit générateur s'effectue en 9 V (deux piles 4,5 V en série).

Par le jeu des deux potentiomètres on pourra facilement obtenir des signaux de sortie de forme très différente, quant à la fréquence et quant aux durées respectives des niveaux hauts et bas (cf. fig. VI-49). En a) le rapport cyclique est égal à 1 (potentiomètre avec curseur au

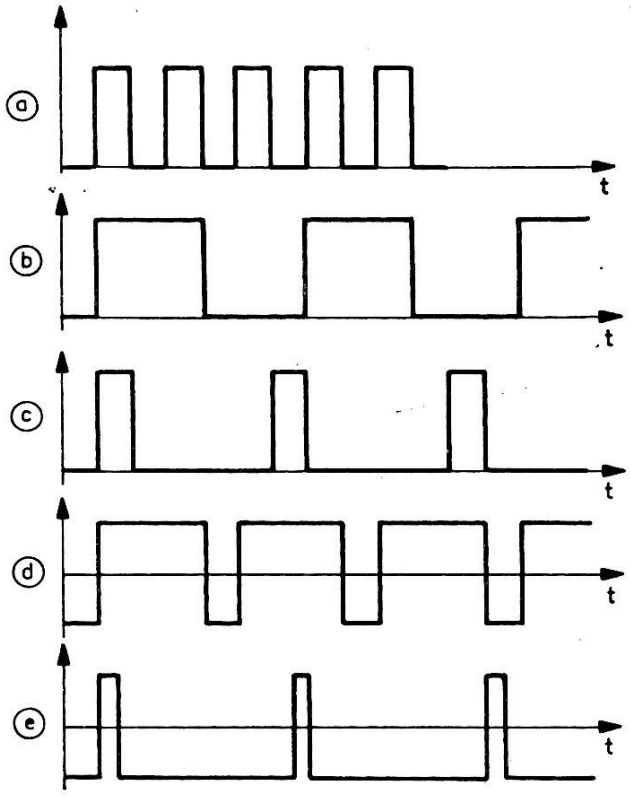


FIG. VI-49

milieu) ; en b) la fréquence a diminué mais le rapport cyclique est resté constant ; en c) la fréquence est restée la même qu'en b) mais avec un rapport cyclique qui est passé de 1 à 1/3 environ. En d) la fréquence reste toujours la même, mais le rapport cyclique est passé de 1/3 à 3 ; enfin en e) la fréquence n'a toujours pas varié mais le rapport cyclique est passé de 3 à 1/10 environ.

Comme on peut le voir, il est extrêmement facile de jouer sur la forme du signal de sortie et les applications de ce petit générateur sont fort nombreuses.

Indépendamment d'un montage multivibrateur en tant qu'oscillateur il est tout aussi possible de réaliser un oscillateur qui délivrera un signal de sortie sinusoïdal (au lieu d'être rectangulaire) à fréquence variable et ceci au moyen d'un montage en Pont de Wien.

Le schéma représente un générateur à résistances et capacités à fréquence variable (cf. fig. VI-50) particulièrement simple et d'un fonctionnement extrêmement sûr. L'élément déterminant sur la fréquence est donc un pont de Wien ; un commutateur à trois positions nous permettra de choisir 3 gammes de fréquences et au moyen d'un potentiomètre double servant de vernier de faire varier la fréquence d'un bout à l'autre de chaque gamme. Ces trois gammes seront déterminées, de la façon suivante :

1° De 20 Hz à 200 Hz ;

2° De 200 Hz à 2 kHz ;

3° De 2 kHz à 20 kHz ;

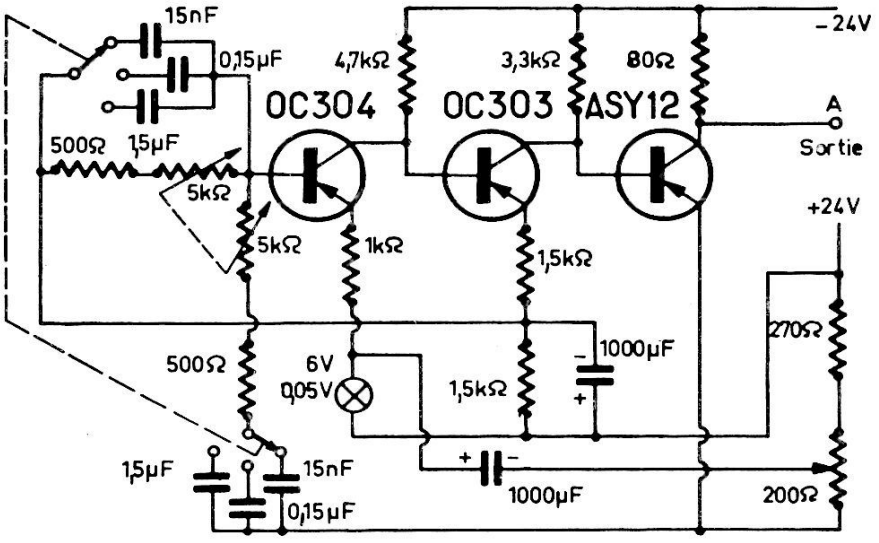


FIG. VI-50

On utilisera pour le réglage continu de la fréquence un potentiomètre linéaire bobiné en tandem ; les potentiomètres à couche de carbone ne présentent pas une fonction de variation suffisamment régulière. Tous les composants utilisés dans le montage de ce Pont de Wien doivent être à tolérances assez strictes.

L'amplificateur à trois étages est entièrement à liaison directe et le premier transistor OC304 prend son courant de base à partir d'une prise ménagée sur la résistance d'émetteur du second transistor de l'amplificateur : cette contre-réaction très énergique de courant stabilise le point de fonctionnement de notre ensemble amplificateur et le condensateur de 1 000 µF assure la contre-réaction en alternatif.

La tension de contre-réaction est fournie au Pont de Wien directement de l'émetteur du transistor ASY12 (dernier étage amplificateur). Un courant alternatif prélevé sur le potentiomètre de 200 ohms dans l'émetteur traverse la capacité de 1 000 µF et une lampe de 6 V se trouvant dans le retour émetteur du premier transistor. C'est la chute de tension qui apparaît aux bornes de cette dernière qui sert de tension de contre-réaction et l'amplitude se trouve stabilisée en raison de la non-linéarité de la caractéristique de la lampe à incandescence ; il faut régler le potentiomètre de 200 Ω de telle sorte que la tension au point de sortie soit de 1 V environ et cette tension doit rester constante à $\pm$ 1 dB ou 1,5 dB dont tout le domaine des fréquences d'utilisations.

Et c'est encore là un excellent petit générateur de labo qui est simple à réaliser et dont les services seront fort appréciés et d'autant plus nombreux.

CHAPITRE VII

Les parasites à la réception en mobile

Les parasites constituent l'une des plaies du trafic radio en mobile ! Les termes de QRM et de QRN définissent les parasites d'origine industrielle (moteurs, contacts électriques, arcs, etc...), alors que le QRN est un parasite d'origine atmosphérique (l'orage notamment) ; les effets dus à l'accumulation d'électricité statique interviennent également.

Nous allons essayer de définir les grandes causes de parasites et d'en indiquer les principaux remèdes.

Si l'on ne peut pas grand-chose sur les parasites atmosphériques (charges statiques et orages), si ce n'est de se mettre à l'abri, car les dangers de l'orage sont évidents et tout particulièrement lorsqu'une grande antenne fouet dépasse de la voiture ! on pourra tout de même essayer de réduire le niveau des parasites « accessibles » ; lorsque le véhicule est à l'arrêt, en pratique le niveau de bruit est défini, non par son propre équipement, mais par les rayonnements parasites des autres véhicules et tout particulièrement de ces « maudits » vélomoteurs dont l'antiparasitage est à 95 % des cas très inefficace ! Un système limiteur permet de réduire quelque peu le niveau de ces parasites pour lesquels nous ne pouvons pas intervenir sur la source ! lorsque le véhicule est en mouvement, il y a plusieurs causes de parasites :

— Tout d'abord les ruptures régulières de l'allumage ; les bougies seront équipées de leur anti-parasite officiel et obligatoire ; les contacts du rupteur, les bornes de la génératrice, celles de la bobine, seront découplées au moyen de condensateurs adéquats et c'est à peu près tout ce que l'on pourra faire sur l'allumage ; il sera bon d'insérer en série avec l'alimentation du récepteur un filtre à self à fer, lui-même découplé par des capacités de bonne valeur ; ces filtres seront nécessaires sur un certain nombre de voitures particulièrement fertiles en parasites d'allumage !

Le câble de liaison placé entre l'émetteur-récepteur et l'antenne sera correctement blindé, son blindage mis à la masse et dans la mesure du possible passera aussi loin que possible des sources de parasites situées près du moteur.

— Viennent ensuite les parasites dus aux pièces mécaniques en mouvement et notamment les roues, les tambours et autres pièces rotatives ; il faudra relier à la masse de la carrosserie au moyen de tresse métallique les différentes sources de bruit, de telle sorte que les différences de potentiel entre le châssis et les divers organes mécaniques soient aussi près que possible de zéro ; dans la mesure du possible, le coffret de l'émetteur-récepteur sera blindé et mis à la masse et seuls les signaux arrivant par l'antenne y auront accès ; si l'antenne est correctement placée (sur le toit ou à l'arrière, loin du moteur) son câble coaxial correctement blindé et mis à la masse, le coffret blindé suffisamment, le fil d'alimentation filtré et découplé, comme il a été dit plus haut, il ne doit pas y avoir de problème et le niveau de bruit dû à notre propre véhicule considérablement réduit !

LES PARASITES A L'EMISSION

Ceux-ci peuvent être dus aux mêmes causes que pour la réception et les mêmes remèdes seront applicables, que ce soit pour l'allumage et pour les charges statiques ; de plus, il pourra se faire que des parasites entrant par le microphone viennent perturber la modulation ; il est bon de blinder et de découpler le câble du micro et éventuellement placer un filtre à l'arrivée au modulateur pour bloquer toutes les fréquences parasites à fréquence basse et les éventuels crachements résiduels.

Dans tous les cas il faudra soigner tout particulièrement les mises à la masse que ce soit pour les prises d'alimentation, les découplages et les anti-parasites.

TROUBLES ATMOSPHERIQUES ET PROTECTIONS DIVERSES

Lorsqu'il y a de l'orage, la précaution fondamentale consiste à retirer l'antenne et à éviter toute décharge de foudre sur le véhicule.

Indépendamment des effets très brutaux dus à la foudre, il y a toute une gamme de mésaventures consécutives aux charges atmosphériques ; bien que ces charges ne soient pas très dangereuses pour les hommes, il n'en est pas de même pour les circuits transistorisés et notamment pour les circuits d'entrée des récepteurs et surtout les transistors à effet de champ.

Il est bon de prévoir un dispositif limiteur de tension placé à l'entrée du récepteur et prévenant tout risque de surtension à l'entrée des premiers étages ; des montages à diodes pourront servir utilement de limiteurs. Des fusibles seront placés sur les fils d'alimentation de telle sorte qu'une séparation soit immédiatement opérée entre le véhicule, sa batterie et les circuits électroniques qui craignent le plus !

QRM TV ET REMEDES

Il est, par contre, fréquent qu'un émetteur HF ou VHF engendre des signaux qui perturbent les téléviseurs proches. Bien souvent la faute en revient au manque de blindages des téléviseurs, et parfois c'est uniquement la faute de l'émetteur-amateur ; toujours est-il qu'il faut apporter une solution à ce problème, dans la mesure du possible évidemment !

Trois précautions seront à prendre pour éviter cette cause de discorde avec vos amis voisins et téléspectateurs :

— tout d'abord disposer d'un émetteur BLINDE avec une sérieuse mise à la masse ;

— ensuite placer de solides filtres sur l'alimentation ;

— enfin, placer un circuit de sortie bien accordé et exempt d'harmoniques.

En pratique, il suffira de placer un filtre (cf. fig. VII-1) symétrique sur l'arrivée de l'alimentation ; ensuite, et si cela n'est pas suffisant, on pourra :

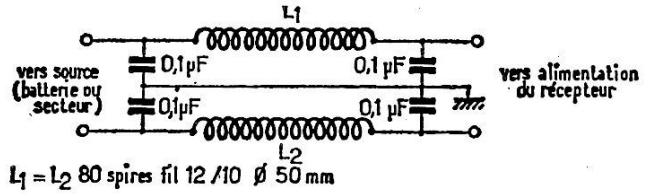


FIG. VII-1

— découpler au maximum chaque étage de l'émetteur ;

— placer des bobines de choc dans les retours d'alimentation ;

— placer des circuits bouchon dans l'alimentation de l'étage final ;

— supprimer les risques d'auto-oscillation ;

— blinder efficacement tous les circuits rayonnants ;

— shunter les milliampèremètres par des capacités de découplage (capacité de 2 nF) ;

— éviter la sur-modulation à tout prix ;

— utiliser un filtre Collins ou Jones en sortie, ce qui évitera en général d'avoir à appliquer toutes les précautions ci-dessus ! si l'émetteur est correctement blindé, évidemment !

Enfin, et si cela n'est pas encore suffisant, il faudra ajouter ce que l'on appelle des filtres-trappes, qui seront montés en série entre la sortie antenne de notre émetteur et le câble d'antenne.

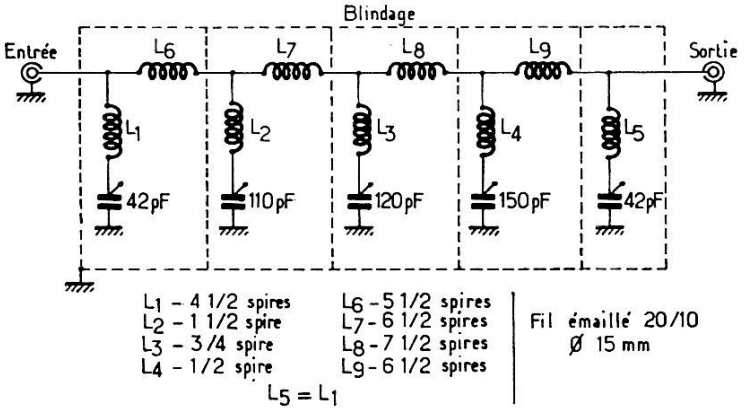


FIG. VII-2

Le premier filtre est destiné à équiper un émetteur décamétrique (cf. fig. VII-2) ; il s'agit d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure se situe aux environs de 40 MHz ; l'atténuation est de 80 dB aux alentours de 60 MHz et pour 100 MHz allant jusqu'à 250 MHz, l'atténuation se situe aux environs de 90 dB, ce qui doit satisfaire les téléviseurs les plus rebelles ! L'impédance d'entrée et de sortie est de 75 Ω et sa constitution est celle d'une cascade de filtres en « pi » ; toutes les bobines de ce filtre seront réalisées au moyen de fil de cuivre émaillé de diamètre 2 mm bobiné sur un diamètre intérieur de l'ordre de 15 mm ; la figure donne le nombre de spires à bobiner pour chaque self ; en ce qui concerne les capacités ajustables, nous en prendrons d'un modèle tel que l'on puisse obtenir les valeurs indiquées sur la figure, pour chaque arche du pont !

Ce seront des capacités de bonne qualité de 100 ou de 140 pF montées sur stéatite de préférence. Tout le filtre sera monté dans un blindage mis à la masse, chaque filtre individuel étant également blindé par rapport à celui qui le précède et par rapport à celui qui le suit.

Les prises d'entrée et de sortie seront du modèle à faibles pertes coaxiales (prises Radiall ou BNC) de qualité professionnelle.

Le second filtre est destiné à équiper un émetteur VHF travaillant dans la gamme 144 à 146 MHz.

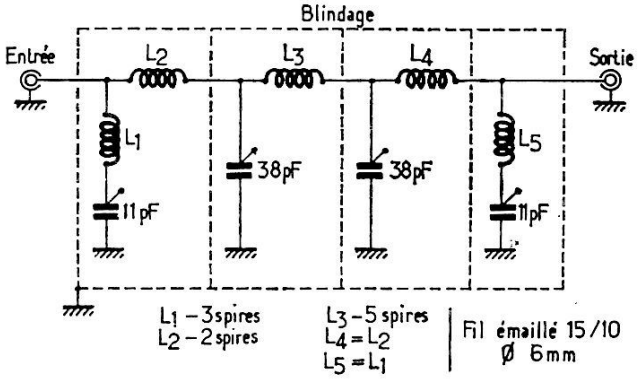


FIG. VII-3

C'est encore un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure se situera aux environs de 160 MHz ; les bobinages réalisés à partir de fil émaillé de 1,5 mm sur un diamètre de 6 mm seront là encore montés en pont ; les caractéristiques des bobines (cf. fig. VII-3) seront blindées les unes par rapport aux autres, à l'exception de L_1 et de L_2 qui se trouveront dans le même compartiment. Les capacités ajustables sur stéatite seront placées de telle sorte que l'on obtienne les valeurs marquées sur notre croquis ; ce sera des ajustables de 25 et 50 pF de bonne qualité VHF.

Ces valeurs sont données à titre indicatif et pourront varier quelque peu en fonction des caractéristiques exactes des bobinages.

Ce filtre sera également placé entre la sortie antenne de l'émetteur et le départ du câble d'antenne ; ce dernier aura un impédance caractéristique de 75 Ω.

Il existe, bien entendu, toute une kyrielle de filtres que l'on pourra placer près des téléviseurs en question, mais notre propos était plutôt de considérer le problème du point de vue de la station radio incriminée, et tout particulièrement dans le cas des mobiles qui, par définition, se déplacent !

CHAPITRE VIII

La réglementation concernant les stations mobiles

Tout d'abord nous tenons à préciser que les stations mobiles se classent en deux catégories, si toutefois elles se livrent au trafic émission *et* réception :

a) Les stations amateurs, c'est-à-dire qui fonctionnent dans les gammes de fréquences allouées aux amateurs et suivant la réglementation qui leur est propre ; les matériels n'ont pas besoin d'être homologués par la direction des P. et T., mais seulement conformes aux normes imposées pour les stations amateurs, qu'elles soient fixes, portables ou mobiles.

Pour pouvoir émettre en mobile, la station devra détenir un indicatif radio officiel, l'autorisant à émettre et à recevoir en mobile ; l'indicatif normal sera suivi de la letre « M » pour mobile ; en principe, il est nécessaire de pratiquer pendant un an l'émission en station fixe avant de pouvoir recevoir l'autorisation de trafic en mobile.

b) Les stations dites de « radio-téléphone » qui fonctionnent dans les gammes réservées au trafic privé radio-téléphonique et qui doivent payer une redevance annuelle ; dans ce cas, les équipements doivent être homologués par la Direction des P. et T. et des fréquences particulières sont attribuées à ces stations qui doivent les respecter scrupuleusement.

Ce livre étant plus spécialement consacré au trafic amateur, la réglementation qui va suivre s'applique à ces derniers et nous insistons sur le sérieux que doit revêtir le mode de trafic ainsi que la qualité du matériel utilisé ; bien que les matériels ne nécessitent pas d'homologation officielle, il n'en reste pas moins que ces stations doivent respecter les normes imposées et la qualité des transmissions doit être excellente, les services d'écoute disposant d'excellents équipements de détection et de localisation qui ne tardent pas à localiser les amateurs peu sérieux ou qui contreviendraient par trop aux règles édictées, que voici :

I. — DISPOSITIONS GENERALES

Une station d'amateur est une station radioélectrique qui participe à un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques effectué par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Une station d'amateur comprend l'ensemble des installations radioélectriques appartenant à une même personne et utilisées pour participer au service sus-visé.

Une station d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation délivrée par le ministre des Postes et Télécommunications, après avis favorable des autres ministres intéressés.

L'autorisation est délivrée sous forme de licence : Elle est accordée pour l'année en cours, quelle que soit la date de sa délivrance. Elle se renouvelle chaque année par tacite reconduction.

Le demandeur ne doit procéder à aucun émission avant d'avoir reçu sa licence et la notification de l'indication d'appel attribué à sa station.

Toute station d'amateur est établie, exploitée et entretenue par les soins et aux risques du titulaire de l'autorisation. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

Les caractéristiques techniques des stations, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des Services Publics et sujettes aux modifications qui pourraient être imposées par actes législatifs, réglementaires ou administratifs d'ordre intérieur et par l'application des Conventions et Règlements internationaux.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris (14e). Cette déclaration doit comporter le nom et l'adresse du nouveau détenteur de la station.

II. — DEPOT DE LA DEMANDE D'AUTORISATION

La demande d'autorisation d'émission est établie sur formule spéciale n° 706 accompagnée de trois fiches de renseignements. Elle est adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, Paris (14e). Elle est accompagnée du schéma détaillé et clair des éléments de la station.

Elle donne lieu au paiement d'une taxe de constitution de dossier.

III. — CERTIFICAT D'OPERATEUR

Le matériel d'émission d'une station d'amateur ne peut être manœuvré que par une personne autorisée, titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste-radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur fonctionnant exclusivement au moyen de fréquences supérieures à 144 MHz peut être manœuvré par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste.

Le certificat d'opérateur amateur est délivré par la Direction des Services Radioélectriques, après examen qui donne lieu au paiement d'un droit. Les candidats doivent être âgés de 16 ans révolus au jour de l'examen.

L'examen peut être passé :

— soit au domicile du candidat, sur la station décrite dans sa demande et mise au point sur une antenne fictive non rayonnante ;

— soit sur la station d'un amateur dûment autorisé, s'il s'agit d'un opérateur supplémentaire de cette station ;

— soit dans les centres d'examen organisés.

IV. — CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES STATIONS

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter au moins trois étages (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance).

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement des différents étages. Les émetteurs fonctionnant sur ondes décamétriques doivent en outre comporter un système de manipulation.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux et qui ne permettraient pas la réception ou la compréhension des messages sont interdites.

Les classes d'émission suivantes peuvent seules être utilisées :

A1 — Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout au rien) ;

A2 — Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou plusieurs fréquences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée ;

A3 — Téléphonie (modulation d'amplitude) ;

A3A — Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique-onde porteuse réduite ;

F1 — Télégraphie sans modulation par une fréquence audible manipulation par déplacement de fréquence) ;

F2 — Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de modulation de fréquence, ou par manipulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence.

F3 — Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase).

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée le taux de modulation résiduelle doit être tel qu'aucune réception ne soit possible sans une hétérodyne de battement.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service amateur sont les suivantes :

3,5	à	3,8	MHz (bande partagée). L'utilisation de
7	à	7,10	MHz ces bandes de fréquences est inter-
14	à	14,35	MHz dite aux amateurs non titulaires du
21	à	21,45	MHz certificat d'opérateur radiotélégra-
28	à	29,7	MHz phiste.

144	à	146	MHz
430	à	440	MHz (bande partagée)
1 215	à	1 300	MHz (bande partagée)
2 300	à	2 450	MHz (bande partagée)
5 650	à	5 850	MHz (bande partagée)
10 000	à	10 500	MHz
21 000	à	22 000	MHz

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage. Pour la bande 430 à 440 MHz, cette recommandation vise essentiellement l'intervalle 433 à 435 MHz.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de repérer avec précision les limites de bande. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive simple non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

La puissance alimentation des stations d'amateur est limitée à 100 watts dans toutes les bandes attribuées au service, dans les conditions et sous les réserves ci-après :

— par puissance alimentation, on entend la puissance fournie à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes) de l'étage attaquant le dispositif rayonnant de la station ;

— la dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes, si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 watts quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

V. — CONDITIONS D'EXPLOITATION

Une station d'amateur doit servir exclusivement à l'échange, avec d'autres stations d'amateur, de communications utiles au fonctionnement des appareils et à la technique de la radioélectricité proprement dite, à l'exclusion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle (disques, concerts, conférences, etc...).

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant, employées avec leur sens réel, ne sont pas considérées comme langage secret).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des Postes et Télécommunications peut suspendre l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un carnet de trafic les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier :

— la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication ;

— les indicatifs d'appel des correspondants ;

— la fréquence utilisée ;

— les indications relatives à la puissance alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Ce document doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès la réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les stations doivent s'assurer qu'elles ne brouillent pas des émissions en cours ; si un tel brouillage est probable, les stations attendent un arrêt de la transmission qu'elles pourraient brouiller.

Pour réduire les risques d'interférence, les stations doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas dépasser cinq minutes.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

Stations mobiles ou portables

Une station portable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre, en vue de fonctionnement en divers lieux, mais non en cours de transport.

Une station mobile est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement. ou pendant des haltes en des points non déterminés.

L'autorisation de manœuvrer une station portable ou mobile est acquise dès la remise de la licence initiale.

Le titulaire de l'autorisation n'est autorisé à utiliser sa station mobile que sur un véhicule de tourisme dont la carte grise est établie à son nom.

S'il désire installer sa station sur une voiture dont il n'est pas propriétaire, sur un véhicule d'une catégorie autre que « tourisme » ou à bord d'un bateau il doit solliciter une autorisation spéciale.

Dans le cas de l'utilisation sur un navire, une autorisation du Commandement doit être fournie à l'appui de la demande.

L'installation d'une station mobile à bord d'un aéronef n'est pas admise.

Si l'amateur utilise une station portable, mobile ou mobile maritime, il est tenu de faire suivre son indicatif des lettres P, M ou MM, selon le cas lors de chaque émission.

Une station portable, mobile ou mobile maritime ne peut, en aucun cas, communiquer avec la station fixe du titulaire de l'autorisation.

Changement de domicile

Les radioamateurs sont tenus de signaler tout changement de domicile à la Direction des Services Radio-électriques, 5, rue Froidevaux, Paris (14e).

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'excéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

Opérateurs supplémentaires

Une station d'amateur peut être manœuvrée :

— soit par le titulaire de la licence ;

— soit par les opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les Ministères intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse peuvent être manœuvrées par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions susmentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc...). Cette personne, qui doit être agréée par les ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manœuvrer elle-même la station.

Opérateurs occasionnels

Tout titulaire d'une licence d'amateur en cours de validité, ayant la nationalité française, peut manœuvrer la station d'un autre amateur à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée.

L'opérateur occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée ; mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur occasionnel.

CONTROLE

Le Ministère des Postes et Télécommunications exerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateur.

Le Ministère de l'Intérieur et le Ministère des Postes et Télécommunications sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Le représentant des Ministères des Postes et Télécommunications et de l'Intérieur chargés du contrôle peuvent à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du Ministre des Postes et Télécommunications tant de sa propre initiative que sur proposition des autres départements ministériels ou à la suite de rapports d'infraction transmis par des Administrations étrangères ou des organismes internationaux.

Les sanctions sont :

— le rappel au règlement ;

— la limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie ;

— la suspension temporaire de l'autorisation d'emploi d'une station mobile ;

— la suspension temporaire de la licence ;

— la révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, si le titulaire de l'autorisation ne respecte pas les règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des stations d'amateur ou si l'un des Ministères intéressés retire l'agrément qu'il avait donné pour la délivrance de l'autorisation.

Taxe de contrôle

Tout titulaire d'une licence d'amateur doit acquitter une taxe annuelle de contrôle.

Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service de la station et la durée assignée à l'autorisation. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. La licence se renouvelle, en effet, d'année en année par tacite reconduction ; cependant tout amateur qui, pour une raison quelconque, et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de l'année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licence. Celle-ci sera en conséquence annulée.

Liste d'amateurs

Les nom, prénom, indicatif d'appel et adresse des amateurs français figurent sur une liste établie par la Direction des Services Radioélectriques.

Les personnes intéressées peuvent prendre connaissance de cette liste à la Direction des Services Radio-électriques, 5, rue Froidevaux, Paris (14e). Des extraits départementaux peuvent être consultés à la Direction départementale des Postes et Télécommunications de chaque département.

Stations réceptrices

L'utilisation de stations exclusivement réceptrices, pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le Ministère des Postes et Télécommunications.

La demande établie sur forme spéciale doit être adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux. Paris (14e).

CHAPITRE IX

Guide simplifié de trafic

Comme les stations mobiles sont utilisées par des radio-amateurs qui ont déjà, par principe, une année de trafic en station fixe, ce guide sera vraiment simplifié à l'extrême ! En pratique, il suffira d'écouter les bandes amateurs pour acquérir les différentes formes de codes, d'abréviations et d'usages en vigueur ; c'est la méthode la plus simple et en fin de compte la plus efficace pour « se mettre dans le bain » car elle est naturelle.

D'une façon générale, insistons sur le fait qu'il est nécessaire de limiter la durée des émissions ; il est préférable de reprendre plusieurs fois le micro plutôt que de le garder pendant une longue période ; c'est, de plus, la preuve de courtoisie envers les autres stations, qui vous écoutent et qui souhaitent entrer dans le QSO et pour ce faire, attendent que vous ayez fini de parler pour signaler leur présence.

Donc : des émissions courtes, concises et nettes, une annonce systématique de votre indicatif au complet au début et à la fin de chaque tour de micro, des reports sérieux (évitez les reports de complaisance ! qui ne servent à rien si ce n'est de fausser les idées des correspondants) et une qualité technique de votre station qui fera honneur à votre réseau ; une qualité technique signifie : stabilité en fréquence, taux de modulation correct, pas de « ronflette », une certaine sûreté dans l'exploitation de sa station...

Rappelons, en outre, que la tenue d'un carnet de trafic est obligatoire ; dans ce carnet seront consignés :

— la date ; l'heure GMT du début du QSO ; la bande de trafic utilisée ;

— les indicatifs des stations en QSO ; la fréquence du QSO ; le report à la réception ; le report chez le correspondant ; des observations (fading, parasites, etc.) ;

— l'heure GMT de la fin de QSO ; les QSL à envoyer en confirmation.

Pour éviter au maximum les ambiguïtés en ce qui concerne les reports à la réception, il existe plusieurs codes internationaux qui définissent le niveau de la porteuse reçue, la compréhensibilité de la modulation et, lorsqu'il s'agit de télégraphie, la tonalité du signal.

Le QRK : allant de 1 à 5, il signifie :

1 = porteuse à peine perceptible
2 = porteuse faible
3 = porteuse moyenne
4 = porteuse bonne
5 = porteuse excellente

Le « niveau S » allant de 1 à 9 signifie :

S1 = trop faible
S2 = très faible
S3 = faible
S4 = médiocre
S5 = moyen
S6 = bon
S7 = assez fort
S8 = fort
S9 = très fort

et au-delà de S9 on définit des niveaux additifs en dB : exemple « je vous reçois S9 + 20 dB ».

Si l'on entend : « je vous reçois 57 », cela signifie que la porteuse est reçue 5 sur 5 (donc « porteuse excellente ») mais que la modulation est S 7 (donc « modulation assez forte »).

Il existe, en outre, deux échelles de mesure des effets nuisibles pour le QRM (parasites industriels) :

1 = brouillage néant
2 = brouillage faible
3 = brouillage modéré
4 = brouillage fort
5 = brouillage très fort

et de même pour le QRN (parasites atmosphériques).

1 = brouillage atmosphérique néant
2 = brouillage atmosphérique faible
3 = brouillage atmosphérique modéré
4 = brouillage atmosphérique fort
5 = brouillage atmosphérique très fort

Les ANALOGIES OFFICIELLES :

A = alpha	J = juliette	S = sierra
B = bravo	K = kilo	T = tango
C = charlie	L = lima	U = uniforme
D = delta	M = mike	V = victor
E = écho	N = november	W = wisky
F = fox (fox trot)	O = oscar	X = x-ray
G = golf	P = papa	Y = yankee
H = hôtel	Q = québec	Z = zoulou
I = india	R = romeo	

qui seront à utiliser de préférence à toute autre.

EXTRAIT DU CODE « Q » INTERNATIONAL

(termes les plus utilisés)

QSO = liaison bi-latérale.
QRA = le lieu où se trouve la station.
QTH = la ville où se trouve la station (ou les coordonnées géographiques).
QSY = changer de fréquence (ou se déplacer).
QRM = brouillages industriels.
QRN = brouillages atmosphériques.
QRO = gros, élevé, fort, important.
QRP = petit, faible.
QRT = arrêter tout, stopper ses émissions.
QSL = confirmation de QSO (carte QSL propre à chaque station).
QRK = le niveau de réception.
QRV = être prêt.
QRX = attendre.
QRZ = être appelé par une autre station.
QSA = la force des signaux.
QSB = le fading.
QSJ = le prix.
QRG = fréquence de trafic.
QSP = transmettre à quelqu'un.
QST = communication d'intérêt général.

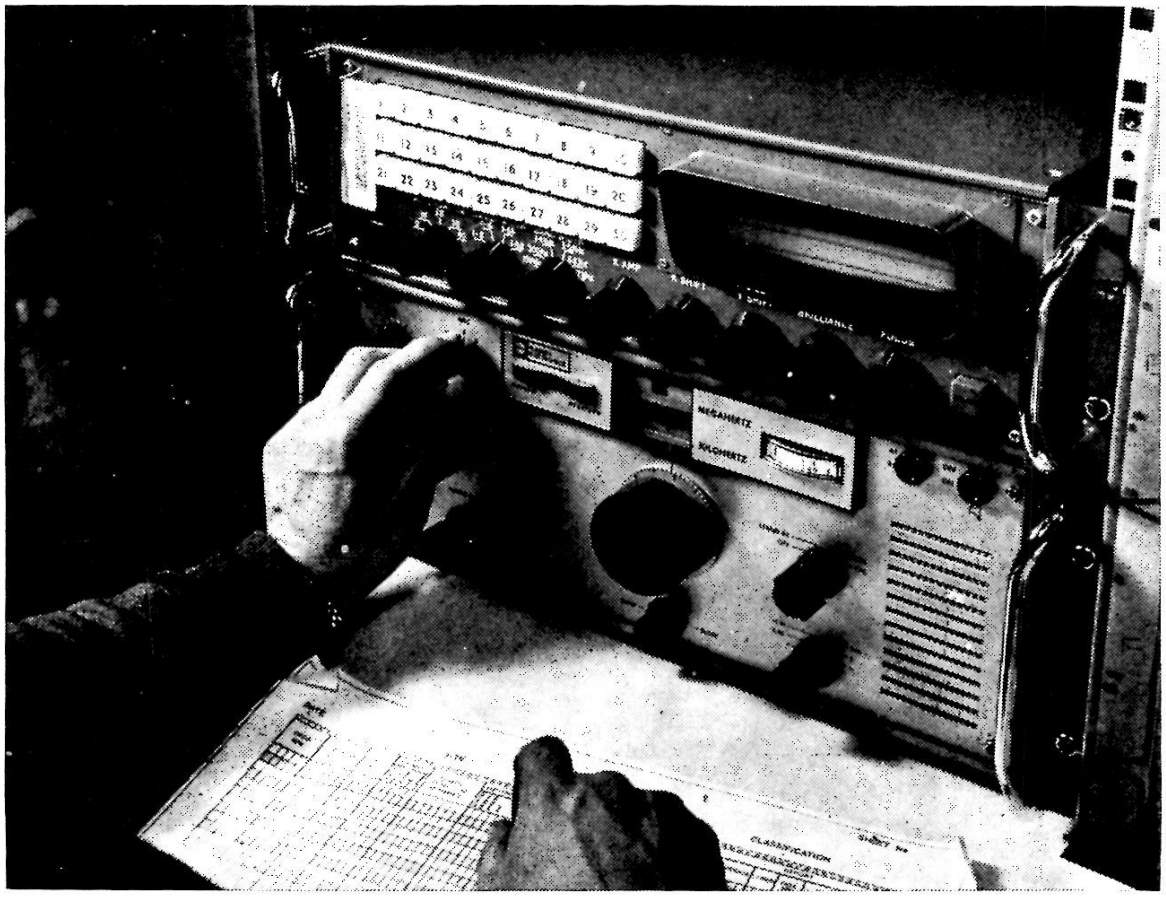
EXPRESSIONS COURAMMENT UTILISEES

CQ = appel général	VA = fin de transmission
AR = fin de texte	73 = amitiés
AS = attente	DX = liaison à grande distance
SN = compris	OM = amateur
K = transmettez	

SUFFIXES APPOSES A UN INDICATIF

pas de suffixe : station fixe ; exemple : F 3 R J
suffixe « M » : station mobile ; exemple : F 3 R J/M
suffixe « P » : station portable ; exemple : F 3 R J/P
suffixe « MM » : station maritime-mobile : F 3 R J/MM

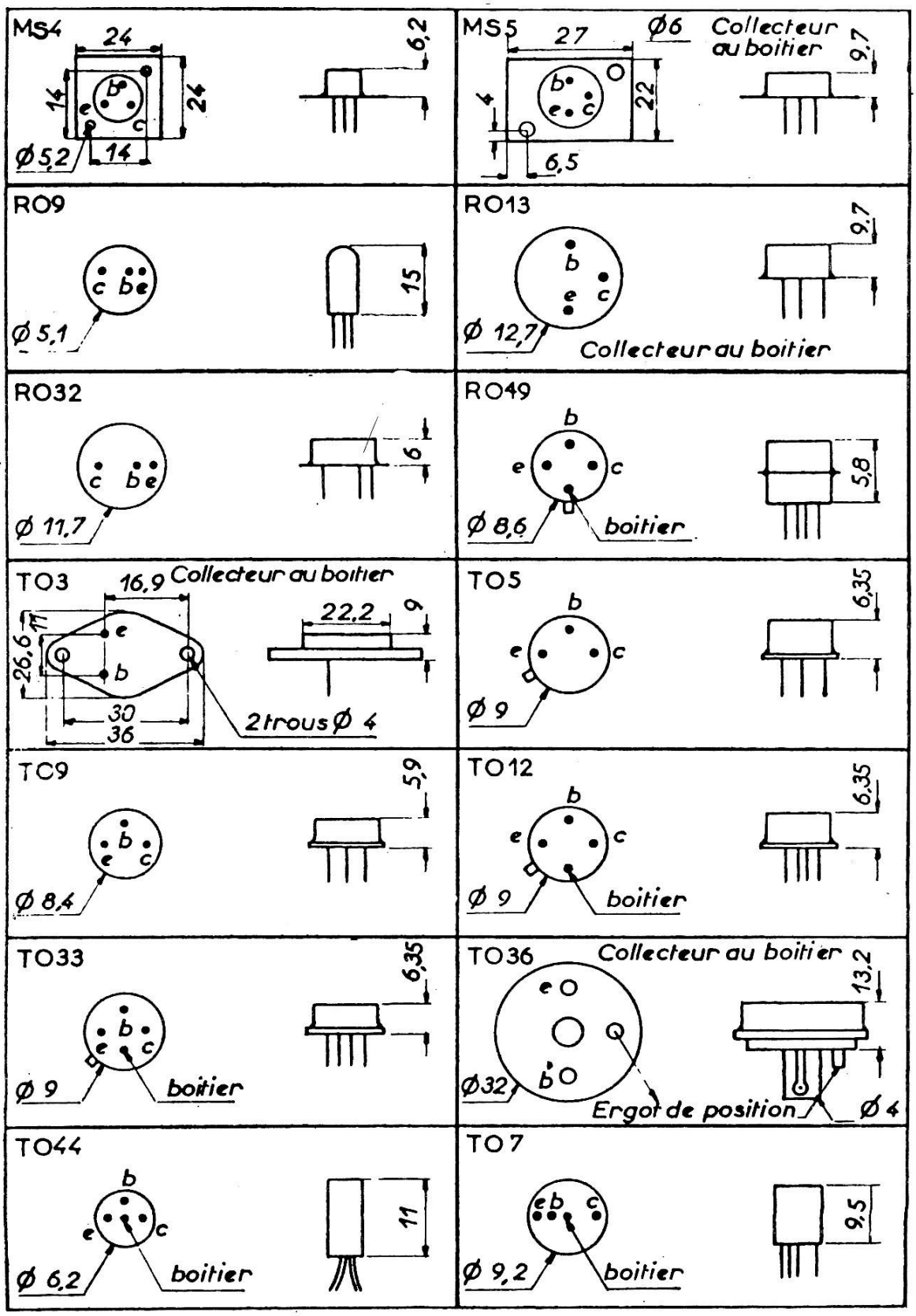
Pour conclure ce résumé de guide de trafic, nous montrons une vue d'un opérateur manipulant un récepteur de trafic professionnel associé à un système de repérage, cherchant à localiser avec précision la position d'une station d'émission, vérifiant ainsi les coordonnées géographiques annoncées par rapport à la réalité ; c'est donc un procedé moderne de radio-goniométrie !

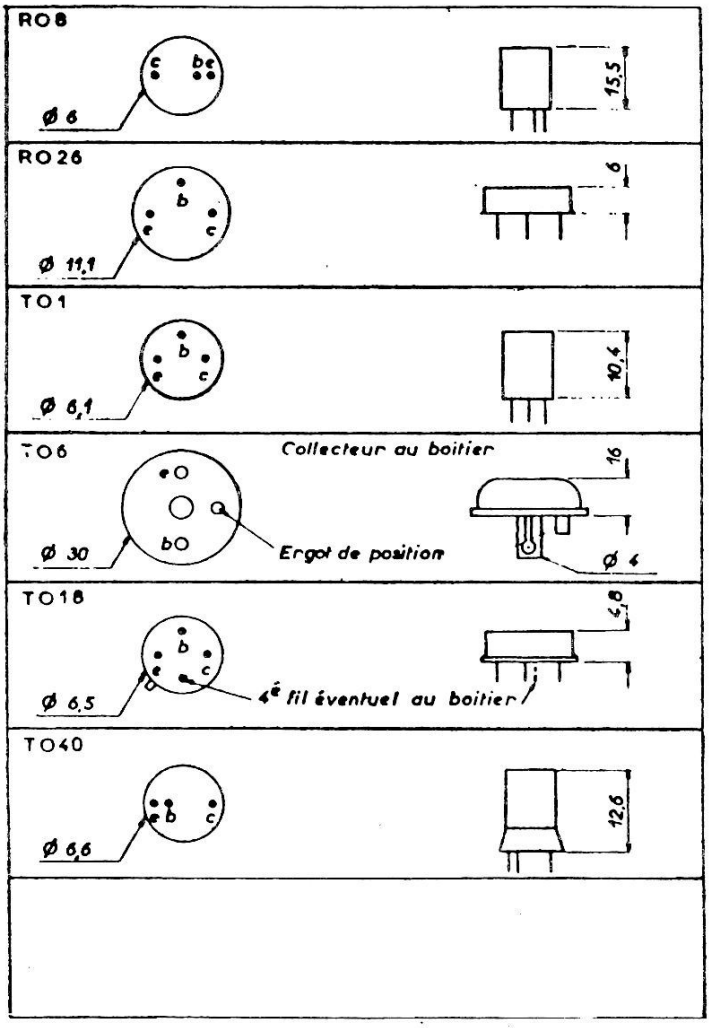


Baie de réception pour repérage goniométrique

BOITIERS DES TRANSISTORS

Dimensions principales et brochages




RO8
c
be
Ø 6
15,5
RO26
b
e
c
Ø 11,1
6
TO1
b
c
Ø 6,1
10,4
TO6
Collecteur au boitier
bO
Ergot de position
16
Ø 4
TO18
b
c
Ø 6,5
4e fil éventuel au boitier
5,8
TO40
e
b
c
Ø 6,6
12,6

Conclusion

Parmi toutes les chaînes de solidarité qui unissent les hommes dans les différents pays, il en est une qui, sans précédent, réunit les hommes et les femmes de tous les pays, de toutes professions, de toutes confessions, sans aucun but lucratif, dans toutes les langues, mais qui a permis de trouver un intérêt commun : celui de la technique et du progrès en matière de télécommunications, un langage commun, celui des codes internationaux et ceci pour satisfaire une même passion, noble parmi toutes, puisqu'elle n'a d'autre but que de faire progresser une technique, en toute amitié, en toute cordialité, pour « servir ».

Si ce livre de vulgarisation que nous avons voulu « technique » a pour but de conseiller les débutants et les amateurs avertis dans la construction des stations mobiles, il n'en reste pas moins que l'emploi de ces équipements les placera dans cette chaîne internationale qui unit les hommes de bonne volonté, et qui a pour nom « L'EMISSION D'AMATEUR ».

Et le mot d'amateur ne vient-il pas du verbe « aimer » ?

Avec les amitiés bien cordiales et... 73 de

Pierre DURANTON
F 3 R J/M.

Table des matières

Pages

Préambule 5

CHAPITRE I. — Les Récepteurs mobiles

Récepteurs auto-radio et récepteurs transistorisés toutes ondes 7
Amplificateur BF de 1,5 W pour récepteur mobile..... 8
Convertisseur ondes courtes pour 80 et 40 m 10
Convertisseur pour 28 à 30 MHz 13
Petit convertisseur O. C. 14
Montage de S-mètre 16
Convertisseur 144 à 146 MHz 18
Deux préamplificateurs VHF (bande des deux mètres) 21
Récepteur VHF complet (144 à 146 MHz) 23
Réalisation d'un convertisseur 144-146 MHz à transistors 25
Préamplificateur 144-146 MHz à FET 30
Convertisseur 144-146 MHz à FET et sortie en P. O. 34
Convertisseur 144-146 MHz à FET et très faible souffle 35
Préamplificateur VHF simplifié..... 37
Préamplificateur VHF à FET et gain élevé 40
Un récepteur de radio-goniométrie simplifié 41
Une petite alimentation stabilisée 43

CHAPITRE II. — Les émetteurs mobiles.

Un petit émetteur simple à FET 45
Trois petits émetteurs simplifiés 47
Un mesureur de champ 51
Préamplificateur pour microphone à haute impédance 53
Emetteur 28 MHz de 5 W 55
V.F.O. à transistors 56
Emetteur de 18 W, en VHF, alimenté en 12 V 57
Emetteur de 25 W, sur 144-146 MHz, 12 V 60
V.F.O. pour la bande 144 MHz 62
Une chaîne d'émission portable ou mobile 63
Circuit d'appel « bip-bip » 64
Préamplificateur universel..... 66
V.F.O. élaboré ultra-stable 68
Emetteur 144-146 MHz de 20 W, alimenté en 12 V 76
La modulation d'amplitude et les modulateurs..... 81
Un amplificateur linéaire de 50 W pour le 144 MHz 87

CHAPITRE III. — Les émetteurs-récepteurs mobiles.

Un transceiver simple 95
Station émettrice-réceptrice 144-146 MHz complète 97
Préamplificateur à usages multiples pour émetteur et récepteur 113
Station mobile 144-146 MHz très compacte 114
Emetteur-récepteur miniaturisé pour trafic mobile..... 125
Ensemble émetteur-récepteur compact VHF de 25 W à circuits intégrés.. 129
Atténuateurs pour radio-téléphones 153
Schéma d'un radio-téléphone professionnel 27 MHz 155

CHAPITRE IV. — Stations portables ou mobiles

Introduction concernant ces stations 159
Récepteur de trafic O. C. à transistors 160
Récepteur de trafic O. C. et VHF à circuits intégrés 179
Emetteur de 25 W, VHF à V.F.O. et circuits intégrés 199
Schéma d'une station professionnelle sur 27 MHz 207
Schéma d'un radio-téléphone prof. de 10 W en AM 209
Schéma d'un radio-téléphone prof. sur 130 MHz en FM 209
Circuits d'appel sélectif et réémission automatique 211

CHAPITRE V. — Les antennes pour stations mobiles

Antennes décamétriques pour mobiles 223
Antennes métriques pour mobiles 227
Antennes de type « halo » 229
Autres antennes 230
Problèmes concernant l'accord des antennes 233
Plan de masse 234

CHAPITRE VI. — Les mesures

Mesureur de champ à FET 235
Trois mesureurs de champs à FET et circuits intégrés 238
T.O.S. et T.O.S-mètre 246
Capacimètre et fréquencemètre 257
Un dipmètre à FET 262
Mesureur de puissance et d'impédance 263
Contrôle oscilloscopique d'une émission (le trapèze) 264
Appareil vérificateur de transistors 269
Un millivoltmètre électronique et sa mise au point 271
Les transistors U.J.T. 279
Un générateur à 1 000 Hz 283
Deux alimentations stabilisées 284
Un générateur BF à fréquence variable 293

CHAPITRE VII. — Les parasites (QRM et QRN)

Parasites à la réception en mobile 297
Parasites à l'émission 298
Troubles atmosphériques et protections diverses 298
QRM TV et les remèdes 299
Les filtres et leur emploi 300

CHAPITRE VIII. — La réglementation et les stations mobiles 303

CHAPITRE IX. — Un guide simplifié de trafic 313

CONCLUSION 319

SOCIETE PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans, 75019 PARIS
— N° IMPRIMEUR : 69 —
— DEPOT LEGAL —
3e TRIMESTRE 1975
— N° EDITEUR : 138 —

5.000 ex.

E.T.S.F.
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS